ROHDE & SCHWARZ

BESCHREIBUNG

NSTRUCT. BOOK

L-MESSGERÄT
INDUCTANCE METER
Type LARU

Digitized by the Internet Archive
in 2025

https://archive.org/details/manualsplus_05360

BESCHREIBUNG

L-MESSGERÄT

0,1 µH . . . 1 H

Type LARU BN 610

ENGLISH INSTRUCTION BOOK
see page 23

ROHDE & SCHWARZ SALES CO., (USA), INC.
P. O. BOX 148 111 Lexington Ave.
Passaic, N. J. RRescott 3-8010

Anmerkung: Wir bitten, bei technischen Anfragen, insbesondere bei einer Anforderung von Ersatzteilen, außer der Type und Bestellnummer (BN) immer auch die Fabrikationsnummer (FNr.) des Gerätes anzugeben.

Ausgabe 610 A/465 d/e
Printed in Western Germany

Inhaltsübersicht

1. Eigenschaften 3

2. Anwendung 4

3. Inbetriebnahme 4

3.1. Einstellen auf die gegebene Netzspannung und Einschalten 4
3.2. Anschließen einer Spule 4

4. Bedienung 5

4.1. Messung von Induktivitäten von 0,1 µH . . . 1 H 5
4.1.1. Meßgenauigkeit des LARU und Fehlerquellen beim Messen 7
4.1.2. Einfluß der Eigenkapazität 7
4.1.3. Einfluß eines Ferrit- oder Blechkerns 11
4.1.4. Messung von Induktivitäten kleiner als 0,1 µH 12
4.1.5. Messung von Induktivitäten größer als 1 H 13
4.1.6. L-Vergleichsmessung mit hoher Genauigkeit 13
4.2. Spulen-C-Messung 14
4.3. Messung der Resonanzfrequenz von Parallelschwingkreisen 15

5. Arbeitsweise und Aufbau 16

6. Röhrenwechsel 19

7. Schaltteilliste 20

Stromlauf 45

1. Eigenschaften

L-Meßbereich	0,1 µH . . . 1 H
unterteilt in 7 Bereiche	0,1 . . . 1 . . . 10 . . . 100 µH 0,1 . . . 1 . . . 10 . . . 100 . . . 1000 mH
Fehlergrenzen (für Güten > 5)	±1% ±0,01 µH
Meßfrequenz	2,2 kHz . . . 4,5 MHz, je nach L-Wert
Zulässiger Gütewert der zu messenden Spule	2 . . . 600 (bei der jeweiligen Meßfrequenz)
Meßanschlüsse	2 Rändelklemmen (4 mm Bohrung, 30 mm Abstand, eine Klemme liegt an Masse)
Spulen-C-Messung (für Spulen ≧ 50 µH)	von 0 . . . ≧ 200 pF
Fehlergrenzen	±1,5 pF ±3%
Resonanzfrequenz-Meßbereich	2,2 kHz . . . 4,5 MHz, je nach L-Wert
unterteilt in 7 Bereiche	2,2 . . . 7 . . . 22 . . . 70 . . . 220 kHz 0,22 . . . 0,7 . . . 2,1 . . . 4,5 MHz
Fehlergrenzen der Frequenzeichung	±0,5%
Netzanschluß	115/125/220/235 V 47 . . . 63 Hz (10 VA)
Bestückung	1 Röhre 6 SN 7 1 Röhre 6 H 6 1 Schmelzeinsatz 0,1 C DIN 41571 (für 220 und 235 V Netzspannung) 1 Zwergglimmlampe 220 V
Abmessungen	286 x 227 x 226 mm R & S-Normkasten Größe 35
Gewicht	7 kg

2. Anwendung

Das L-Meßgerät Type LARU gestattet die direkte Messung der Selbstinduktion von Spulen im Bereich von 0,1 µH bis 1 H mit einer Genauigkeit von ±1% ±0,01 µH in jedem Teilmeßbereich. Gemessen wird nach der Resonanzmethode. Der Selbstinduktionswert ist an der Linearskala unmittelbar in Mikro- bzw. Millihenry ablesbar. Mit dem Gerät kann die Selbstinduktion einer kleinen Drahtschleife ebenso bequem gemessen werden wie der L-Wert von Massekernspulen bis 1 H. Bei Ausführung einer einfachen Differenzmessung sind jedoch auch größere Spulen bis etwa 10 H indirekt meßbar.

Außerdem kann man mit dem Gerät auf einfache Weise die Eigenkapazität von Spulen und die Resonanzfrequenz von Parallelschwingkreisen ermitteln. Die scharfe Resonanzanzeige des Gerätes ermöglicht auch die Ausführung sehr genauer L-Vergleichsmessungen mit einer Sicherheit von ±0,1%. Diese Eigenschaft hat z. B. im Labor oder Prüffeld für die Herstellung von Normalspulen mit Hilfe einer anderen Normalspule oder für die exakte Gleichlauftrimmung von Mehrfach-Variometern besondere Bedeutung.

3. Inbetriebnahme

3.1. Einstellen auf die gegebene Netzspannung und Einschalten

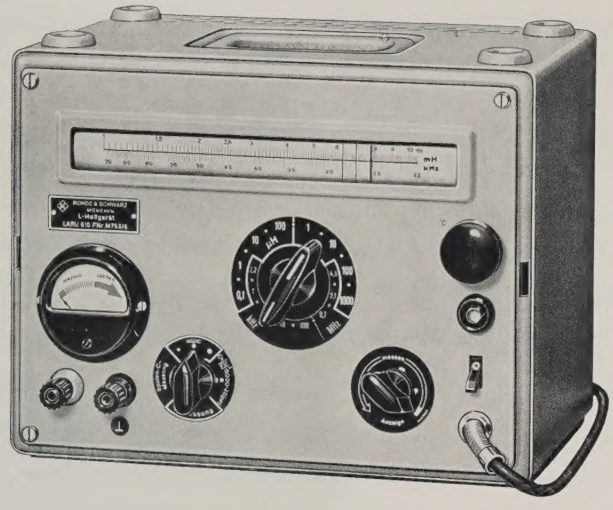
Das Gerät wird ab Werk für 220 V Netzspannung eingestellt geliefert. Zur Umstellung auf 115, 125 oder 235 V muß man an den vier Ecken der Frontplatte die Schrauben lösen, das Gerät aus dem Gehäuse heben und (neben dem Netztransformator unten) auf dem Spannungwähler das mit der gegebenen Netzspannung bezeichnete Kontaktfedernpaar mit einer passenden Sicherung überbrücken. Für 220 und 235 V ist eine 100-mA-Sicherung (0,1 C DIN 41571) vorgesehen. Für 125 und 115 V ist eine 250-mA-Sicherung (0,25 C DIN 41571) einzusetzen.

Eingeschaltet wird das Gerät mit dem kleinen Kippschalter rechts unten über der Netzkabeleinführung. Die kleine Glimmlampe darüber dient zur Überwachung des Einschaltzustandes. Nach einer Einlaufzeit von etwa einer Minute ist das Gerät meßbereit.

3.2. Anschließen einer Spule

Die zu messende Spule wird so an die beiden Meßklemmen angeschlossen, daß der sonst im Betrieb auf Erdpotential liegende Spulenanschluß an der rechten (Masse-) Klemme liegt. Bei einer abgeschirmten Spule muß man unterscheiden zwischen L-Wert mit und ohne Abschirmung. Ohne Abschirmung ist der L-Wert größer. Auch eine Änderung des Abstandes zwischen einer nicht abgeschirmten Spule und der Frontplatte

des Gerätes kann den L-Wert unter Umständen erheblich ändern. Bei kleinen Spulenabmessungen, besonders bei Massekernspulen mit kleinem Streufeld, hat eine Annäherung an die Frontplatte oder eine Änderung des Abstandes zwischen Spule und einer metallischen Unterlage nur wenig oder keinen Einfluß. Bei großen Spulenabmessungen dagegen, besonders bei großen Luftspulen, kann eine Annäherung an die Frontplatte eine beträchtliche Herabsetzung des L-Wertes zur Folge haben.



Ist der L-Wert ohne Abschirmung zu messen, so vergrößere man den Abstand zwischen Spule und Frontplatte und einer etwa vorhandenen Metallunterlage, bis keine Abnahme des L-Wertes mehr feststellbar ist. Sind zur Messung einer in einem Gerät eingebauten Spule Zuleitungen erforderlich, so wird zunächst der L-Wert einschließlich Zuleitungen gemessen, dann deren Selbstinduktion ermittelt und dieser Wert vom ersten Meßergebnis abgezogen. Den L-Wert der Zuleitungen abzuziehen ist natürlich nur erforderlich, wenn er größer ist als etwa 0,5% des L-Wertes der Spule.

4. Bedienung

4.1. Messung von Induktivitäten von 0,1 µH . . . 1 H

Der Pfeilknopf neben den Meßklemmen dient zur Wahl der Betriebsart „L-Messung" oder „Spulen-C-Messung" und zur Einstellung dreier verschiedener Kopplungsgrade bei L-Messung. Die Stärke der Kopplung ist durch verschieden große Punkte gekennzeichnet. In der Stellung des kleinsten Punktes ist die Kopplung (zwischen Sender und Meßkreis) am schwächsten. Zum Aufsuchen der Resonanz stellt man zunächst den mittleren, mit „suchen" bezeichneten Kopplungsgrad ein. Der Pfeilknopf neben dem Netzschalter dient zur Regelung der Anzeige. Zum Aufsuchen der Resonanz wird

dieser Knopf zunächst auf „suchen" gestellt. Das Instrument zeigt hierbei, wenn der Meßbereichschalter und der Skalenzeiger nicht schon zufällig auf den L-Wert der angeschlossenen Spule eingestellt sind, nur einen kleinen Ausschlag, d. h., der Zeiger steht etwa in der Mitte des voll gezeichneten Nullstellungsfeldes (etwa auf 5% des Vollausschlages).

Der Flügelknopf des Meßbereich- und Frequenzbereichschalters ist mit einer weißen und einer roten Marke versehen. Die weiße gehört zu den L-Bereichen (weiße Schrift), die rote zu den Frequenzbereichen (rote Schrift).

Mit dem Flügelknopf wird nun auf den der Spule entsprechenden L-Bereich geschaltet und der Skalenzeiger mit dem Knopf rechts oben durchgedreht, bis der Instrumentausschlag einen Höchstwert erreicht hat. Dann dreht man den Regler „Anzeige" nach links, bis der Ausschlag in den Bereich „messen" kommt. Hierauf wird (bei erhöhter Abstimmschärfe) nochmals die Abstimmung kontrolliert. Hiermit kommt man mit einer einzigen Verstellung des Reglers zur endgültigen Einstellung.

Bei Spulen schlechter Güte wird der Anzeigebereich „suchen" nicht erreicht. In diesem Fall wird der Koppler von der Stellung „suchen" eine Stufe nach rechts geschaltet und dann verfahren wie eben beschrieben. Bei sehr guten Spulen kann der Vollausschlag überschritten werden. In diesem Falle, und wenn in der linken Endstellung des Reglers „Anzeige" der Bereich „messen" nicht erreicht wird, geht man mit dem Koppler einen Schritt nach links.

Falls der zu messende L-Wert völlig unbekannt ist, so beginne man die Suche nach der Resonanz im ersten L-Bereich 0,1 . . . 1 µH, d. h. bei der höchsten Meßfrequenz, um nicht irrtümlich auf eine Oberwelle abzustimmen. Denn es könnte, wenn man in einem höheren L-Bereich beginnen würde, der Fall eintreten, daß man beim Messen einer Spule mit z. B. 100 µH auch bei 900 µH und bei 400 µH je einen schwachen Resonanzausschlag erhält. Der Unterschied zwischen dem Ausschlag bei einer Oberwelle und dem bei der Grundwelle ist im Bereich „messen" jedoch auch in ungünstigen Fällen so groß, daß eine unrichtige Resonanzeinstellung mit Sicherheit erkannt werden kann.

Mißt man aber die Induktivität der Wicklungen eines unbekannten Übertragers, so muß besonders vorsichtig vorgegangen werden. Wenn man nämlich an einem Übertrager mit einem größeren Übersetzungsverhältnis, zum Beispiel mit ü = 5, zufällig zuerst die niederohmige Wicklung mißt, dann kann es vorkommen, daß nicht die Hauptinduktivität, sondern die Streuinduktivität gemessen wird, weil die niederohmige Wicklung durch die übersetzte Eigenkapazität der hochohmigen Wicklung praktisch kurzgeschlossen wird. Im Abschnitt 4.1.2. wird darauf näher eingegangen.

4.1.1. Meßgenauigkeit des LARU und Fehlerquellen beim Messen

Wie unter „1. Eigenschaften" angegeben, können Spulen, deren Güte größer als 5 ist, mit einer Genauigkeit von $\pm 1\% \pm 0{,}01\ \mu H$ gemessen werden. Die Angabe $\pm 0{,}01\ \mu H$ bedeutet, daß unterhalb 1 µH zum Fehler ±1% ein Absolutfehler von $\pm 0{,}01\ \mu H$ hinzukommt. Eine Spule mit zum Beispiel 0,5 µH kann also nur mit einer Genauigkeit von $\pm(0{,}01/0{,}5)\ 100 = \pm 2\%$ gemessen werden. Diese Genauigkeitsangaben gelten für Spulen, deren Eigenkapazitäten die im folgenden Abschnitt angegebenen Werte nicht überschreiten. Ist die Eigenkapazität größer, so muß der gemessene L-Wert entsprechend korrigiert werden, um den wirklichen L-Wert zu erhalten. Außerdem gelten diese Genauigkeitsangaben für Spulen, deren L-Wert von der angelegten Spannung weitgehend unabhängig ist (siehe Abschnitt 4.1.3.).

4.1.2. Einfluß der Eigenkapazität

Wie aus Abschnitt „5. Arbeitsweise und Aufbau" hervorgeht, bildet die zu messende Spule L_x mit dem eingebauten Meßkreiskondensator C_M (5000 pF) einen Parallelschwingkreis, wobei also zwischen Induktivität, Kapazität und Resonanzfrequenz folgender Zusammenhang besteht:

$$L_x = \frac{1}{\omega^2 C_M}$$

Da nun aber jede Wicklung außer ihrer Induktivität eine mehr oder weniger große Eigenkapazität C_e (oder Wicklungskapazität) aufweist, die je nach Art der Spule zwischen etwa 1 pF und einigen 1000 pF liegt, und die Eichung des LARU nicht auf beliebig große Eigenkapazitätswerte abgestimmt sein kann, ist es verständlich, daß sich unter Umständen ein erheblicher Meßfehler ergibt. Dieser Meßfehler ist jedoch korrigierbar, wenn man die dem Meßkreiskondensator C_M parallelliegende Eigenkapazität C_e kennt. Damit diese Korrektur bei den meisten Spulen entfallen kann, ist in der Eichung des LARU eine bestimmte Eigenkapazität berücksichtigt:

C_{eb} = 0 pF in den 2 Bereichen von 0,1 . . . 10 µH,
C_{eb} = 10 pF in den 4 Bereichen von 10 µH . . . 100 mH, und
C_{eb} = 20 pF im Bereich von 100 . . . 1000 mH.

Weicht die tatsächliche Eigenkapazität C_e der Spule von diesem in der Eichung berücksichtigten Wert C_{eb} ab, so entsteht ein Meßfehler.

$$F\,[\%] = \frac{C_e - C_{eb}}{5000}\,100. \qquad [C_e \text{ und } C_{eb} \text{ in pF}]$$

Ein Beispiel möge zeigen, daß dieser Fehler bei den üblichen Spulen nur klein ist und deshalb oft nicht korrigiert zu werden braucht: Gemessen werde in den Bereichen

10 µH ... 100 mH, wobei C_{eb} = 10 pF. Die Eigenkapazität der Spule betrage jedoch etwa 20 pF. Hiermit entsteht ein Fehler

$$F = \frac{20 - 10}{5000} 100 = 0{,}2\%.$$

Bei Spulen mit wesentlich größerer Eigenkapazität, zum Beispiel bei Übertrager-Wicklungen, muß man folgende Korrektur vornehmen:

$$L_w = L_g \frac{5000}{5000 + (C_e - C_{eb})} = L_g \cdot k$$

Hierin sind L_w die wirkliche Induktivität, L_g die mit dem LARU gemessene Induktivität, C_e und C_{eb} in pF. Einfacher ist es, wenn man für die gegebene Eigenkapazität C_e aus Bild 1 den Korrekturfaktor k entnimmt und diesen mit dem gemessenen L-Wert multipliziert. Hatte man bei zum Beispiel 100 pF Eigenkapazität eine Induktivität von 200 mH gemessen, so beträgt die wirkliche Induktivität

$$L_w = L_g \cdot k = 200 \cdot 0{,}984 = 196{,}8 \text{ mH}.$$

Die Eigenkapazität der Spule kann man nach dem im Abschnitt 4.2. beschriebenen Verfahren mit dem LARU messen.

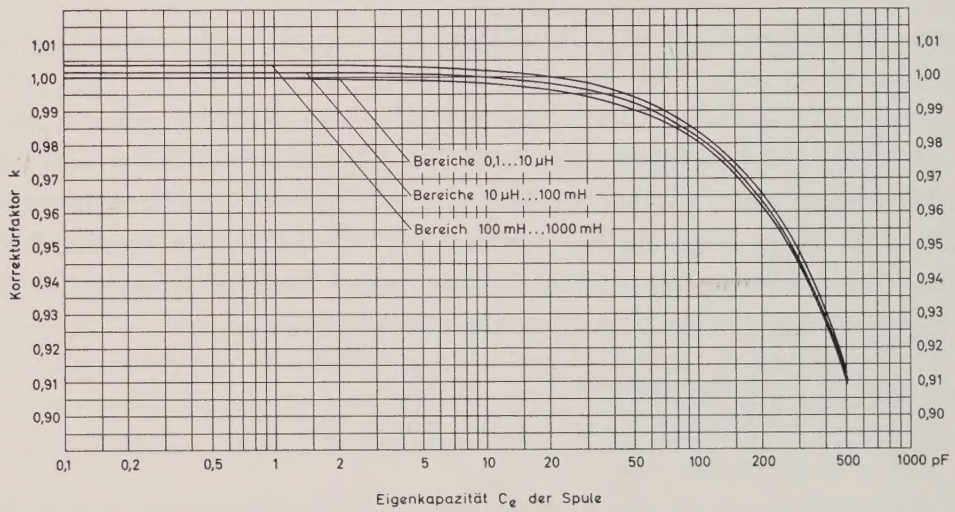


Bild 1. Zur Korrektur des mit dem LARU gemessenen L-Wertes einer Spule mit einer gegebenen Eigenkapazität

Besonders zu beachten sind Übertrager. Bild 2 zeigt das Ersatzschaltbild eines Übertragers mit zwei Wicklungen, wobei die Verluste vernachlässigt sind. Grundsätzlich können auch drei oder mehr Wicklungen vorhanden sein. Mit L_1 und L_2 sind die eigentlichen Induktivitäten (Hauptinduktivitäten) der Primär- und Sekundärwicklung bezeich-

net, mit C_{e1} und C_{e2} die Wicklungskapazitäten. δL_1 und δL_2 symbolisieren die Streuinduktivitäten. Die Streuinduktivität δL_1 beispielsweise ist derjenige Teil der Primärinduktivität, deren magnetischer Kraftfluß die Sekundärwicklung nicht durchsetzt und demzufolge in dieser auch keine Spannung hervorrufen kann. Die Kapazität einer Übertragerwicklung kann zwischen rund 25 pF und mehreren 100 pF liegen; sie ist im wesentlichen vom geometrischen Aufbau der Wicklung sowie von der Drahtisolation abhängig und nur unwesentlich von der Windungszahl.

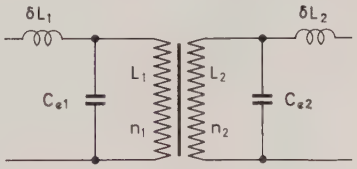


Bild 2. Ersatzschaltbild eines Übertragers

Eine sekundärseitig angeschlossene Impedanz Z_2 wird mit dem Quadrat des Windungszahlverhältnisses $n_1/n_2 = ü$ auf die Primärseite übersetzt und erscheint hier als $Z_1 = Z_2 \cdot ü^2$. Auch die Wicklungskapazität C_{e2} wirkt wie eine sekundärseitig angeschlossene Impedanz $Z_2 = 1/\omega C_{e2}$, die auf der Primärseite als $Z_1 = (1/\omega C_{e2})ü^2$ zur Wirkung kommt. Rechnet man mit den Leitwerten ωC_{e1} und $\omega C_{e2}ü^2$, so erkennt man, daß primärseitig die Summe von C_{e1} und $C_{e2}ü^2$ wirksam ist. Falls $n_2 < n_1$, und besonders dann, wenn $n_2 \ll n_1$, dann kann, wenn man auf der Primärseite mißt, C_{e2} vernachlässigt werden. Ist dagegen $n_2 > n_1$, oder gar $n_2 \gg n_1$, zum Beispiel $ü = n_2/n_1 > 10$, dann ist auf der Primärseite im wesentlichen nur noch $C_{e2}ü^2$ wirksam.

Abgesehen davon, daß wegen dieser übersetzten Kapazität eine Korrektur des gemessenen L-Wertes erforderlich wird, kann sie auch eine so niedrige Impedanz haben, daß sie für ωL_1 nahezu einen Kurzschluß bewirkt und womöglich sogar kleiner ist als die Impedanz der Streuinduktivität δL_1. Beim Messen der Induktivität mit einer Brücke läßt sich diese Schwierigkeit durch die Wahl einer sehr niedrigen Meßfrequenz umgehen. Mit dem LARU dagegen ist die Frequenz (wegen des hier angewandten Meßprinzips) nicht frei wählbar. Man sollte daher bei Übertragern, deren Wicklungsaufbau bekannt ist, die Induktivitätsmessung nur an derjenigen Wicklung vornehmen, die die größte Windungszahl hat; denn in diesem Fall ist es unwahrscheinlich, daß das Meßergebnis durch die übersetzten Wicklungskapazitäten unbrauchbar gemacht wird. Mit dem LARU ist das natürlich nur möglich, wenn die Induktivität dieser Wicklung nicht größer als 1 H ist. Bei unbekannten Übertragern sollte man, wenn möglich, die Induktivität und Kapazität aller Wicklungen messen und die Ergebnisse kritisch betrachten. Als Faustregel merke man sich: der gemessene L-Wert weicht um nicht mehr als etwa 10% vom wirklichen L-Wert ab, wenn das Übersetzungsverhältnis folgender Gleichung genügt:

$$ü \leqq \sqrt{\frac{500}{C_{e2}}}$$

Meßbeispiel 1

Werte

$L_1 = 0{,}9$ H
$L_2 = 3{,}6$ H
$\ddot{u} = 2$

$\ddot{u}^2 = 4$

$\delta = 0{,}5\%$
$\delta L_1 = 4{,}5$ mH
$\delta L_2 = 18$ mH
$C_{e1} = 100$ pF
$C_{e2} = 100$ pF

Messung an L_1

Wirksame Kapazität:
$C_e = C_{e1} + C_{e2}\ddot{u}^2 = 100 + 100 \cdot 4 = 500$ pF.
Mit dem LARU gemessener L-Wert:

$$L_g = L_1 \frac{5000 + (C_e - C_{eb})}{5000} = 0{,}9 \cdot 1{,}096 = 0{,}98 \text{ mH}$$

Die Streuinduktivitäten gehen hier nicht in das Meßergebnis ein.

Messung an L_2

Wirksame Kapazität:
$C_e = C_{e2} + C_{e1}/\ddot{u}^2 = 100 + 100/4 = 125$ pF.
Der L-Wert ist nicht meßbar, da $L_2 > 1$ H.

Meßbeispiel 2

Werte

$L_1 = 1$ mH
$L_2 = 100$ mH
$\ddot{u} = 10$
$\ddot{u}^2 = 100$
$C_{e1} = 30$ pF
$C_{e2} = 100$ pF

Messung an L_1

Wirksame Kapazität:
$C_e = 30 + 100 \cdot 100 = 10\,030$ pF
Mit dem LARU gemessener L-Wert:
$L_g = 1 \cdot 15\,020/5000 = 1 \cdot 3 = 3$ mH
Von einer „Messung" kann hier nicht mehr gesprochen werden, weil die Korrektur ungenau wird; denn diese setzt voraus, daß C_e genau bekannt ist. Man mißt genauer an L_2.

Messung an L_2

Wirksame Kapazität:
$C_e = 100 + 30/100 = 100{,}3$ pF.
Mit dem LARU gemessener L-Wert:
$L_g = 100 \cdot 1{,}016 \approx 102$ mH

Meßbeispiel 3

Werte

$L_1 = 0{,}5$ H
$L_2 = 200$ H
$\ddot{u} = 20$
$\ddot{u}^2 = 400$
$\delta = 3\%$
$\delta L_1 = 15$ mH
$\delta L_2 = 6$ H
$C_{e1} = 100$ pF
$C_{e2} = 100$ pF

Messung an L_1

Wirksame Kapazität:
$C_e = 100 + 100 \cdot 400 = 40\,100$ pF.
Abgesehen davon, daß nach der Faustformel $\ddot{u} \leqq 2{,}2$ sein müßte, ist in diesem Beispiel der Blindwiderstand $1/\omega C_e$ bei der niedrigsten Meßfrequenz des LARU bereits wesentlich geringer als ωL_1, so daß die Hauptinduktivität L_1 nicht gemessen werden kann. Man findet zwar eine Resonanz bei etwa 13,4 mH, das ist aber die Streuindukitvität $\delta L_1 = 15$ mH abzüglich eines Wertes, der von $1/\omega C_e$ herrührt. Da $L_2 \gg 1$ H, kann ein solcher Übertrager mit dem LARU nicht gemessen werden. Dieses Beispiel soll nur zeigen, daß man zu völlig falschen Ergebnissen gelangt, wenn die oben genannte Faustformel mißachtet wird.

4.1.3. Einfluß eines Ferrit- oder Blechkerns

Beim Messen von Spulen mit Ferrit- oder Blechkern muß man berücksichtigen, daß am Meßobjekt, je nach dessen Güte und L-Wert, eine Spannung zwischen etwa 2 und 20 V auftritt, und daß dadurch infolge der Hysterese ein größerer L-Wert gemessen wird, als sich mit einer sehr kleinen Spannung ergeben würde. Ob die Spannung auf die jeweils zu messende Spule einen Einfluß hat, kann man ohne weiteres erkennen, indem man den L-Wert bei mindestens zwei der drei wählbaren Kopplungsgrade mißt, so zum Beispiel bei schwacher Kopplung (Schaltstellung mit kleinem Punkt) und bei mittlerer Kopplung (mittlere Schaltstellung). Stellt man hierbei eine L-Wert-Differenz fest, so kann man mit den beiden Meßwerten rasch näherungsweise denjenigen L-Wert ermitteln, der sich bei der Messung mit einer sehr kleinen Spannung ergeben würde; man braucht hierzu nur die Differenz der beiden L-Werte vom kleineren L-Wert abzuziehen. Hiermit ist also

$$L_w = L_1 - (L_2 - L_1),$$

wobei L_w = L-Wert bei sehr kleiner Spannung, L_1 = Meßwert mit LARU bei kleiner Kopplung und L_2 = Meßwert mit LARU bei mittlerer Kopplung. Diese Methode erlaubt also die Feststellung, ob eine Spannungsabhängigkeit des Induktivitätswertes vorliegt, und sie ermöglicht mit ausreichender Genauigkeit die Ermittlung des L-Wertes, der sich bei Anwendung einer sehr kleinen Meßspannung (etwa $< 0{,}1$ V) ergeben würde; sie gibt jedoch noch keinen unmittelbaren Aufschluß über das Ausmaß der Spannungsabhängigkeit und über den L-Wert der Spule bei einer bestimmten Betriebsspannung. Aber auch diese Feststellung ist einfach: Man mißt hierzu außer dem L-Wert bei mindestens zwei oder besser bei allen drei wählbaren Kopplungsgraden auch die an der Spule auftretende Spannung. Dann zeichnet man eine Kurve nach Bild 3 und verlängert (extrapoliert) diese (in der Regel näherungsweise geradlinige) Kurve bis zur Spannung 0 V. Die hier als Beispiel dargestellte Kurve bezieht sich auf eine Ferritkern-Spule ohne Luftspalt. Hiermit läßt sich der L-Wert für alle innerhalb dieser Kurve liegenden Spannungswerte ermitteln. Zur Messung der Spannung benötigt man ein Röhrenvoltmeter mit kleiner Eingangskapazität und hohem Eingangswiderstand. Gut geeignet ist zum Beispiel unser Gerät Type URI.

Beim Messen von Blechkern-Spulen sind es neben den Hystereseverlusten vor allem die Wirbelstromverluste, die eine L-Änderung zur Folge haben; und zwar entsteht hierbei, im Gegensatz zum Hystereseeinfluß, eine frequenzabhängige Verringerung des L-Wertes. Das heißt, das LARU mißt auf Grund der für die Messung notwendigen Frequenz ($> 2{,}2$ kHz) eine kleinere Induktivität, als sich beim Messen mit einer viel tieferen Frequenz (z. B. 50 Hz) ergeben würde. Die Abhängigkeit von Blechsorte, Luft-

spalt, Meßspannung und Meßfrequenz ist hierbei verwickelter als bei den oben genannten Ferrit- und Massekern-Spulen. Für die Meßbarkeit einer Blechkern-Spule gilt folgende einfache Regel: Wenn sich bei größtem Kopplungsgrad und bei auf „suchen" gestelltem Regler ein Resonanzausschlag ergibt, der über dem ersten Drittel des (der Pfeillänge entsprechenden) Skalenbogens liegt, dann ist die Spule mit einer für die Praxis ausreichenden Genauigkeit meßbar. Die Differenz, um die hierbei eine Induktivität auf Grund der Wirbelstromverluste kleiner gemessen wird, beträgt in der

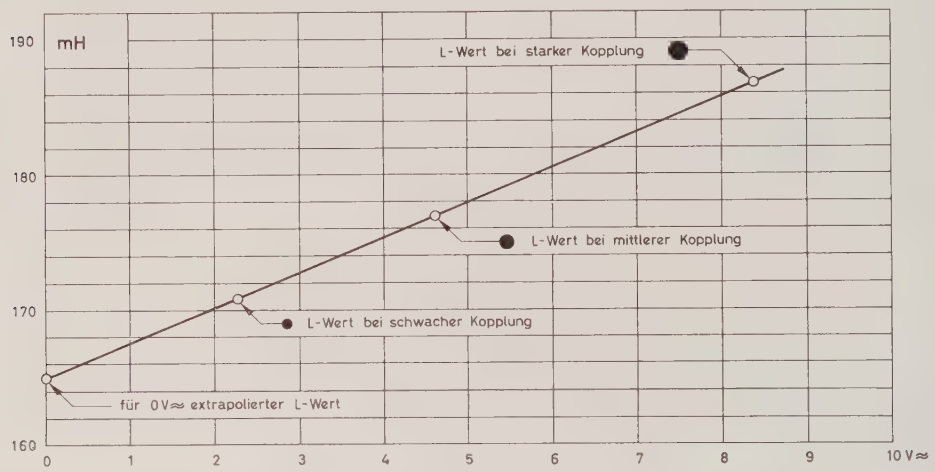


Bild 3. Beispiel einer Kurve zur Ermittlung des L-Wertes einer Ferrit- oder Massekern-Spule

Regel höchstens 5%. Meßbar sind zum Beispiel: Spulen mit Dynamo-Blech IV, 0,35 mm Blechstärke, ohne Luftspalt, $L \geqq 100$ mH; beziehungsweise mit Luftspalt 0,5 . . . 1 mm, $L \geqq 50$ mH. Nickeleisen-Spulen, 0,1 mm Blechstärke, ohne Luftspalt, $L \geqq 20$ mH. Nicht meßbar sind dagegen Mumetall-Spulen ohne Luftspalt sowie Nickeleisen-Spulen ohne Luftspalt und 0,35 mm Blechstärke.

Bei Blechkern-Spulen mit Luftspalt hoher Güte können neben den Wirbelstromverlusten hauptsächlich die Hystereseverluste eine L-Änderung zur Folge haben. In diesem Fall gilt dann das über Ferrit- und Massekern-Spulen Gesagte.

4.1.4. Messung von Induktivitäten kleiner als 0,1 H

Mit Hilfe einer Spule L_h (Drahtschleife), die am unteren Ende des kleinsten Bereiches (0,1 . . . 1 µH) noch direkt meßbar ist, kann man durch Ausführung einer einfachen Differenzmessung auch L-Werte unter 0,1 µH indirekt messen. Hierzu mißt man erst den L-Wert der Hilfsspule L_h, schaltet dieser dann L_x in Reihe und mißt den L-Wert der Reihenschaltung $L_s = L_h + L_x$. Damit erhält man $L_x = L_s - L_h$.

Voraussetzung ist hierbei, daß die gegenseitige induktive Kopplung vernachlässigbar klein ist. Als Hilfsspule mit einem L-Wert von rund 0,2 µH kann man z. B. eine etwa 10 cm lange, haarnadelförmig gebogene Drahtschleife (aus 20 cm Kupferdraht, 1 mm ⌀) verwenden, an deren Enden man 4-mm-Stifte anlötet. Diese Schleife schneidet man in der Mitte durch und fügt hier die zu messende Spule so ein, daß ihre Achse auf der Achse der Drahtschleife senkrecht steht.

Mit abnehmendem L-Wert von L_x und zunehmendem L-Wert von L_h nimmt die Meßgenauigkeit rasch ab. So ist z. B. eine Spule $L_x = 0{,}05\ \mu H$ bei Verwendung einer Hilfsspule $L_h = 0{,}2\ \mu H$ nur mehr mit etwa $\pm 5\%$ Genauigkeit meßbar.

4.1.5. Messung von Induktivitäten größer als 1 H

Mit Hilfe einer Spule L_h, die am oberen Ende des größten Meßbereiches (100 bis 1000 mH) noch direkt meßbar ist, kann man auch größere Spulen mit einem L-Wert von 1 bis etwa 10 H indirekt messen. Hierzu ermittelt man erst den L-Wert der Hilfsspule L_h, schaltet dieser dann L_x parallel und mißt den L-Wert der Parallelschaltung L_p. Damit erhält man $L_x = (L_h \cdot L_p) / (L_h - L_p)$.

Auch hier muß man dafür sorgen, daß L_h und L_x völlig entkoppelt sind. Mit zunehmendem L-Wert von L_x nimmt die Meßgenauigkeit rasch ab. Eine Spule mit z. B. 10 H (in Parallelschaltung mit $L_h = 1$ H) ist nur mehr mit etwa $\pm 10\%$ Genauigkeit meßbar.

4.1.6. L-Vergleichsmessung mit hoher Genauigkeit

Die scharfe Resonanzanzeige im Anzeigebereich „messen" gestattet L-Vergleichsmessungen mit einer Sicherheit von $\pm 0{,}1\%$. Hierbei darf jedoch, bedingt durch die Größe der inneren Meßkreiskapazität, der Unterschied der Eigenkapazitäten von L_N (Normalspule) und L_x nicht größer sein als 5 pF. Hätte z. B. die Normalspule eine Eigenkapazität von 50 pF und die zu messende (oder abzugleichende) Spule eine von 100 pF, so wäre die Vergleichsmessung nur mehr mit $\pm 1\%$ Genauigkeit möglich, d. h., man würde durch die Anwendung einer Normalspule keine Genauigkeitssteigerung erreichen. Genaue Vergleichsmessungen sind aber trotz sehr unterschiedlicher Eigenkapazität ausführbar, wenn man die Eigenkapazitäten von L_N und L_x durch eine Zusatzkapazität einander angleicht. Nach obigem Beispiel müßte also der Spule L_N eine Zusatzkapazität von 50 pF parallelgeschaltet werden, um Kapazitätsgleichheit zu erzielen.

Beim Abgleich einer Spule L_x nach einem Normal L_N schließt man erst L_N an, stimmt am LARU genau auf Resonanz ab, ersetzt dann L_N durch L_x und gleicht diese ab, bis das LARU wieder genau Resonanz anzeigt. Damit ist $L_x = L_N$.

4.2. Spulen-C-Messung

Zur Ermittlung der Eigenkapazität einer Spule sind zwei Messungen und eine einfache Rechnung erforderlich. Bei der ersten Messung geht man so vor, wie für die L-Messung beschrieben, liest an der Skala aber nicht den L-Wert, sondern die zugehörige Frequenz „f_L" ab. Für die zweite Messung wird der Betriebsartenschalter auf „Spulen-C-Messung" geschaltet. Die Abstimmung wird nun nach höheren Frequenzen hin durchgedreht, bis wieder Resonanz erreicht ist. Den Regler „Anzeige" stellt man dabei so ein, daß im Anzeigebereich „messen" abgestimmt werden kann. An der Skala liest man nun die Frequenz „f_e" ab und ermittelt die Eigenkapazität aus

$$C_e = \left(\frac{f_L}{f_e}\right)^2 5000 - 25. \qquad \text{(pF)}$$

Diese Formel gilt für die normalerweise vorkommenden C-Werte. Bei Werten über etwa 100 pF empfiehlt sich die Anwendung der genauen Formel:

$$C_e = \frac{5000\,(f_L / f_e)^2 - 25}{1 - (f_L / f_e)^2} \qquad \text{(pF)}$$

Der Meßbereich für C_e beginnt bei 0 pF. Die obere Meßbereichgrenze wird durch die Güte Q der zu messenden Spule bestimmt. Ist die Güte zu gering, so kann das LARU die Resonanzspannung nicht mehr anzeigen. Da man im allgemeinen die ungefähre Güte der Spule kennen wird, läßt sich mit Hilfe des Bildes 4 feststellen, ob die Eigenkapazität der Spule mit dem LARU gemessen werden kann oder nicht. Außerdem besteht eine untere Meßbereichgrenze, und zwar abhängig vom L-Wert der Spule, weil die höchste Meßfrequenz des LARU 4,5 MHz beträgt; das heißt, je größer der Induktivitätswert ist, desto kleiner kann die Eigenkapazität sein. Siehe Kurve Bild 5.

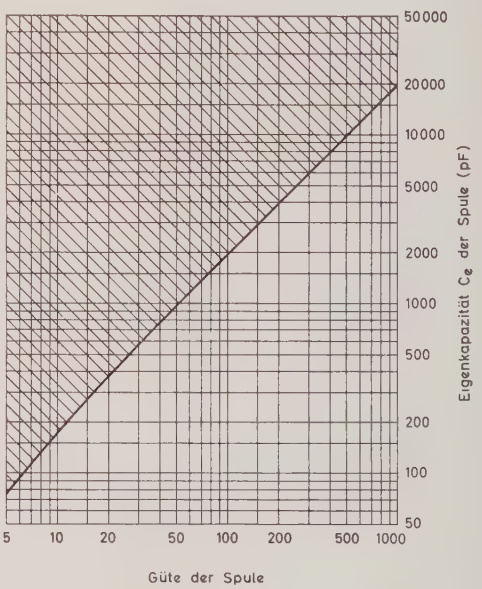


Bild 4. Obere Meßbereichgrenze für Eigenkapazitäten, abhängig von der Spulengüte

Für das Messen der Eigenkapazität von Übertragerwicklungen gelten die im Abschnitt 4.1.2. erläuterten Gesichtspunkte. Man muß also stets auch die übersetzten Wicklungskapazitäten mit berücksichtigen, das heißt überlegen, ob das Messen an

einer der gegebenen Wicklungen überhaupt einen Sinn hat. Es wäre zum Beispiel sinnlos, an einer Wicklung mit 100 Windungen und etwa 100 pF Eigenkapazität diese zu messen, wenn auf dem Übertrager eine andere Wicklung mit 500 Windungen und ebenfalls etwa 100 pF Eigenkapazität vorhanden ist; denn bei diesem $\ddot{u} = 5$ ist an der niederohmigen Wicklung eine Eigenkapazität von etwa $100 + 100 \cdot 5^2 = 100 + 2500 = 2600$ pF wirksam. Die Eigenkapazität der hochohmigen Wicklung dagegen ist gut meßbar, da hier die übersetzte Kapazität nur etwa $100/5^2 = 4$ pF beträgt.

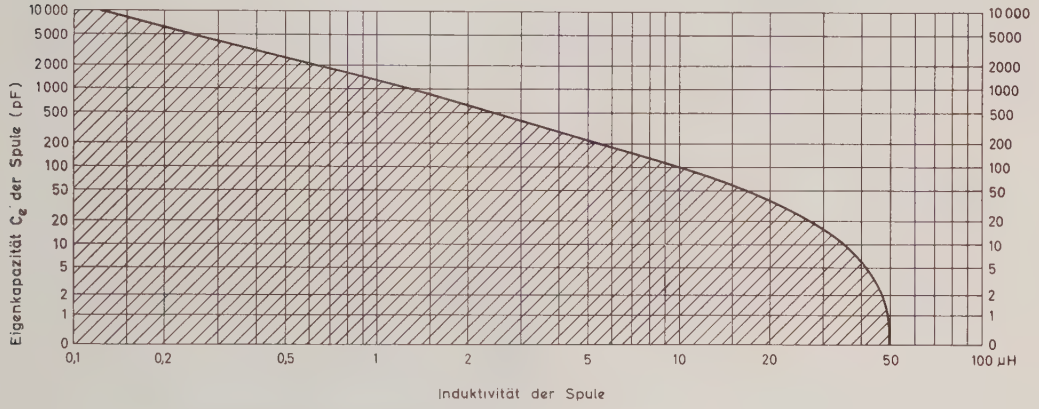


Bild 5. Untere Meßbereichgrenze für Eigenkapazitäten, abhängig vom L-Wert der Spule

4.3. Messung der Resonanzfrequenz von Parallelschwingkreisen

Bei Einstellung des Betriebsartenschalters auf „Spulen-C-Messung" kann die Eigenresonanz eines Parallelschwingkreises gemessen werden oder auch auf einen vorgeschriebenen Wert abgeglichen werden, wenn die Kapazität oder die Induktivität des Kreises veränderbar ist.

Falls die Resonanzfrequenz des zu messenden Kreises völlig unbekannt ist, so beginne man beim Aufsuchen der Resonanz am besten mit dem höchsten Frequenzbereich (2,1 ... 4,5 MHz), um nicht irrtümlich auf eine Oberwelle abzustimmen. Beim Messen von Schwingkreisen mit kleiner Kapazität muß man berücksichtigen, daß dem Kreis die innere Meßkreiskapazität $C_i = 25$ pF parallelliegt und daß dadurch die Resonanzfrequenz herabgesetzt wird.

In manchen Fällen, z. B. beim Vorabgleich von Bandfilterkreisen mit $C \approx 200$ pF, spielt die durch C_i verursachte Herabsetzung der Resonanzfrequenz keine Rolle, denn in der Regel betragen auch die Schalt- und Röhrenkapazitäten im Empfänger rund 15 pF, so daß sich also der Frequenzfehler des Vorabgleichs auf etwa 1% reduziert. Wenn aber die Resonanzfrequenz des freien Schwingkreises ermittelt werden soll, so mißt man erst den L-Wert, berechnet dann die der Spule parallelliegende Kapazität aus

$$C = \frac{1}{(2\pi f)^2 L} - C_i$$

und hieraus die wirkliche Resonanzfrequenz des freien Schwingkreises:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{CL}}$$

Die Ausführbarkeit einer Resonanzfrequenzmessung ist außer von der höchsten einstellbaren Frequenz (4,5 MHz) auch von der Güte Q der Spule und der Schwingkreiskapazität C abhängig. Je größer Q ist, desto größer darf C sein. Die jeweilige Meßbereichgrenze geht aus Bild 4 hervor.

5. Arbeitsweise und Aufbau

Bild 6 zeigt die vereinfachte Schaltung des L-Meßgerätes LARU. Es besteht im wesentlichen aus dem Sender, Meßkreis und Anzeigeteil. Als Senderröhre dient ein System der Duotriode Rö1. Der Anzeigeteil enthält zur Gleichrichtung der Resonanzspannung die Duodiode Rö2 und zur Verstärkung der Richtspannung das zweite System der Duiotriode Rö1.

Beim Messen der Selbstinduktion einer Spule ist die Arbeitsweise wie folgt: Die zu messende Spule L_x bildet mit dem im Gerät eingebauten Meßkreiskondensator C_M

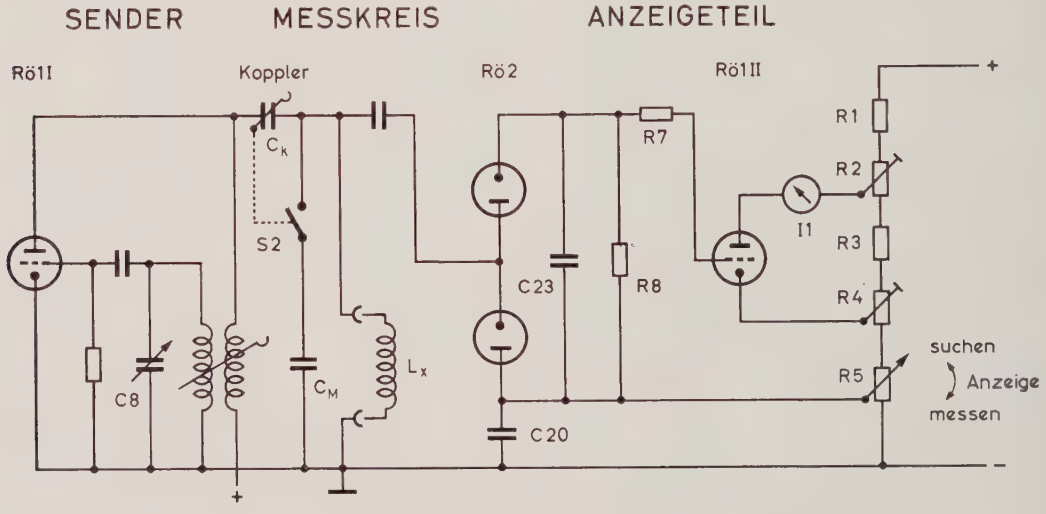


Bild 6. Vereinfachte Schaltung des L-Meßgerätes Type LARU

einen Parallelschwingkreis, der über den in drei Stufen umschaltbaren Koppelkondensator C_k mit dem Sender gekoppelt ist. Der Wert von C_M beträgt einschließlich Schalt-

kapazität 5000 pF. Der Schalter S2 ist bei L-Messung geschlossen. Verändert man die Frequenz des Senders, bis sie mit der Resonanzfrequenz

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_M L_x}}$$

des Meßkreises übereinstimmt, dann ist

$$L_x = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_M}.$$

Damit L_x nach ausgeführter Resonanzeinstellung unmittelbar abgelesen werden kann, ist die Skala des Sender-Drehkondensators C8 auch in Selbstinduktionswerten geeicht. Zur Anzeige der Resonanzabstimmung wird die am Meßkreis auftretende Spannung den Diodenstrecken von Rö2 zugeführt und mit der am Arbeitswiderstand R8 entstehenden Richtspannung der Anzeigeverstärker gesteuert. Der Drehspulstrommesser I1 zeigt die Spannung an. Da der Gleichrichter an das Gitter des Anzeigeverstärkers eine positive Spannung liefert, nimmt der Instrumentausschlag mit steigender Meßkreisspannung zu. Die Abgriffe der Widerstände R2 und R4 sind so eingestellt, daß das Instrument, wenn am Meßkreis keine Spannung vorhanden ist, bei ganz (in Richtung „suchen") aufgedrehtem Regler „Anzeige" nur einen kleinen Ausschlag zeigt. Beim Abstimmen auf Resonanz steigt der Instrumentausschlag zunächst linear an, nimmt aber dann, wenn die positive Richtspannung die negative Grundgittervorspannung überkompensiert und (in R7 + R8) einen Gitterstrom hervorruft, annähernd logarithmisch zu. Auf der Skala des Instrumentes ist der lineare Anzeigebereich mit „messen", der logarithmische mit „suchen" bezeichnet.

Nach Einstellung einer geeigneten Koppelkapazität C_k wird beim Durchdrehen der Abstimmung vom Instrument die ganze Resonanzkurve angezeigt, wobei deren Kuppe im logarithmisch verlaufenden Anzeigebereich „suchen" liegt. Die Bandbreite des Meßkreises erscheint hierbei also entsprechend breit. Dreht man den Regler „Anzeige" in Richtung „messen" so weit zurück, daß die Richtspannung die Grundgittervorspannung nicht mehr überkompensiert, so liegt die Resonanzspitze im linearen Bereich „messen", und es wird hierbei beim Durchdrehen der Abstimmung nur mehr die oberste Kuppe der Resonanzkurve angezeigt. Hiermit ist also die Resonanzanzeige, je nach Güte der zu messenden Spule, sehr scharf.

Die Kapazitätswerte in den drei Kopplerstufen betragen etwa 2 pF, 6 pF und 20 pF. Hiermit kann sowohl für sehr große Spulengüten ($Q \leqq 600$) als auch für sehr kleine ($Q \geqq 2$) bei der jeweiligen Meßfrequenz zwischen Sender und Meßkreis optimaler Kopplungsgrad hergestellt werden. Dabei ist die Schaltung des Kopplers (siehe Stromlauf) so dimensioniert, daß die Umschaltung des Kopplungsgrades weder auf den

Schwingkreis des Senders noch auf den Meßkreis einen verstimmenden Einfluß hat. Durch die Umschaltung des Kopplungsgrades wird also die Meßgenauigkeit keinesfalls beeinträchtigt. Die drei wählbaren Kopplungsgrade sind auf dem Bezeichnungsschild des Betriebsartenschalters durch verschieden große Punkte gekennzeichnet.

Für die Ermittlung der Eigenkapazität einer Spule sind zwei Messungen und eine einfache Rechnung erforderlich. Zuerst wird (nach Bild 6) bei geschlossenem Schalter S2 (wobei $C_M = 5000$ pF) auf Resonanz abgestimmt (wie bei der L-Messung) und auf der Skala des Senderdrehkondensators die Frequenz f_L abgelesen. Dann wird S2 geöffnet, wieder auf Resonanz abgestimmt und die Frequenz f_e abgelesen. Bei geöffnetem Schalter S2 besteht die Meßkreiskapazität nur aus der inneren Koppel- und Schaltkapazität $C_i = 25$ pF und aus der Eigenkapazität C_e der zu untersuchenden Spule.

Die Resonanzfrequenz f_e liegt hiermit also entsprechend höher. Den Wert der Eigenkapazität in Pikofarad erhält man aus.

$$C_e = (f_L / f_e)^2 C_M - C_i,$$

das heißt, nach Einsetzen der stets gleichbleibenden Kapazitätswerte aus

$$C = (f_L / f_e)^2 5000 - 25, \qquad \text{(pF)}$$

wie auf dem Bezeichnungsschild des Betriebsartenschalters für Spulen-C-Messung angegeben. f_L und f_e sind jeweils in der gleichen Einheit (z. B. in kHz) einzusetzen. In dieser Betriebsart wird mit stets gleichbleibendem Kopplungsgrad gearbeitet. Zur Einregelung des Zeigerausschlages auf den Anzeigebereich „messen" wird hier nur der Regler „Anzeige" benutzt. Der Meßbereich für C beginnt bei 0 pF. Bedingt durch die sehr kleine Koppelkapazität (≈ 1 pF) zwischen Sender und Meßkreis sowie durch die untere Grenze (≈ 2 V) des Spannungsanzeigebereiches ist die obere Grenze des C-Meßbereiches von der Güte der zu untersuchenden Spule abhängig. Je größer die Güte, desto größer darf die zu messende Eigenkapazität sein (siehe Bild 4). Außerdem besteht wegen der höchsten einstellbaren Frequenz (4,5 MHz) eine untere Grenze für den L-Wert einer Spule, deren C gemessen werden soll. Die Grenze liegt z. B. für $C = 0$ pF bei $L = 50\,\mu$H und für $C = 25$ pF bei $L = 25\,\mu$H.

Die Messung der Eigenresonanz eines Parallelschwingkreises erfolgt bei geöffnetem Schalter S2, d. h. in der Stellung „Spulen-C-Messung". Hierbei muß man ebenfalls berücksichtigen, daß dem außen angeschlossenen Kreis die innere Koppel- und Schaltkapazität $C_i = 25$ pF parallelliegt und hierdurch (je nach Größe der Parallelkapazität des zu messenden Kreises) eine etwas tiefere Eigenresonanz ermittelt wird als der

Kreis in Wirklichkeit hat. Hinsichtlich der größten Parallelkapazität, die der Kreis bei einer bestimmten Spulengüte besitzen darf, gilt dasselbe wie bei der Spulen-C-Messung (siehe auch unter 4.2.).

Der Sender (siehe Stromlauf) verfügt für jeden der sieben L-Meßbereiche über je einen Schwingkreis. Um den Klirrfaktor der erregten Hochfrequenz-Spannung möglichst klein zu halten, wird mit dem Schalter S1IIR die Gitter-RC-Kombination der Senderröhre für eine in jedem Bereich jeweils günstige Spannungsbegrenzung umgeschaltet. Die siebenteilige Linearskala des Senderdrehkondensators dreht sich zwangsläufig mit dem Meßbereichschalter, und in der Frontplatte ist der Ausschnitt für das Skalenfenster nur so groß gehalten, daß von außen jeweils nur die Skala des eingeschalteten Bereiches sichtbar ist. Hierdurch ist die Gefahr einer Bereichverwechslung ausgeschlossen. Parallaxenfreie Ablesbarkeit der Skala gewährleistet der Doppelhaarstrich im Skalenzeiger.

Der Netzteil ist für die vier Netzwechselspannungen 115, 125, 220 und 235 V eingerichtet. Zur Erzeugung der Anodengleichspannung ist der Selengleichrichter Gl1 eingesetzt.

6. Röhrenwechsel

Das Auswechseln der Duodiode **Rö2** = 6 H 6 hat auf die Funktion und Genauigkeit des Gerätes keinen Einfluß. Das Auswechseln der Duotriode **Rö1** = 6 SN 7 beeinflußt zwar nicht die Genauigkeit der L- und f-Eichung, es kann jedoch erforderlich sein, den (im Werk an den Widerständen R2 und R4 vorgenommenen) Abgleich des Anzeigeverstärkers wieder richtigzustellen. Hierzu drehe man den Regler „Anzeige" an den rechten Anschlag auf „suchen", lege an den Widerstand R8 eine erdfreie Gleichspannung von 25 V mit dem positiven Pol an R7 und stelle mittels R2 den Instrumentausschlag auf die Pfeilspitze (Vollausschlag). Hierauf nehme man die Gleichspannung weg und stelle mittels R4 den Instrumentausschlag auf die Mitte des voll gezeichneten Anfangsbereiches, d. h. auf etwa 5% des Vollausschlages, ein. Da sich diese beiden Einstellungen gegenseitig beeinflussen, muß der gesamte Abgleichvorgang etwa zwei- bis dreimal wiederholt werden. Es empfiehlt sich, diesen Abgleich beim Nennwert (220 V) der Netzspannung auszuführen.

Die beiden Regelwiderstände R2 und R4 befinden sich nebeneinander in der Nähe des Netzspannungswählers und sind von unten mit einem Schraubenzieher einstellbar. R4 ist der dem Spannungswähler näher liegende Regler.

7. Schaltteilliste

(ÄZ „m" Nr. 8078)

Kenn-zeichen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
C 1	Kf-Kondensator	10 000 pF/250 V	CKS 10 000/250
C 3	Kf-Kondensator	1000 pF/500 V	CKS 1000/500
C 4	Kf-Kondensator	1000 pF/500 V	CKS 1000/500
C 5	Kf-Kondensator	750 pF/500 V	CKS 750/500
C 6	Kf-Kondensator	500 pF/500 V	CKS 500/500
C 7	Kf-Kondensator	250 pF/1000 V	CKS 250/1000
C 8	Drehkondensator	Δ C = 1030 pF	CD 8527
C 9	Keramik-Kondensator	150 pF	CCH 68/150
C 10	Keramik-Kondensator	Trimmwert	CCG 68/.. bzw. CCH 68/..
C 11	Scheibentrimmer	4 . . . 20 pF	CV 924
C 12	Scheibentrimmer	4 . . . 20 pF	CV 924
C 13	Scheibentrimmer	4 . . . 20 pF	CV 924
C 14	Scheibentrimmer	4 . . . 20 pF	CV 924
C 15	Scheibentrimmer	4 . . . 20 pF	CV 924
C 16	Scheibentrimmer Keramik-Kondensator	4 . . . 20 pF 22 pF	CV 924 CCH 31/22 parallel
C 17	Scheibentrimmer Keramik-Kondensator	4 . . . 20 pF 100 pF	CV 924 CCH 31/100 parallel
C 19	MP-Kondensator	4 µF/160 V	CMR 4/160
C 20	Kf-Kondensator	10 000 pF/250 V	CKS 10 000/250
C 21	Keramik-Kondensator	22 pF	CCH 31/22
C 22	Kf-Kondensator	500 pF/500 V	CKS 500/500
C 23	Kf-Kondensator	500 pF/500 V	CKS 500/500
C 24	Keramik-Kondensator	6 pF	CCG 68/6
C 25	Keramik-Kondensator	47 pF	CCH 68/47
C 26	Keramischer Rohrtrimmer	5 pF	CV 7205
C 27	Scheibentrimmer	10 . . . 60 pF	CV 944
C 28	Glimmer-Kondensator Keramik-Kondensator	4875 pF/250 V 20 . . . 40 pF parallel	CGJ 4875/1/250 A 4 CCG 68/.. bzw. CCH 68/..
C 30	Keramik-Kondensator	1 pF	CCG 11/1
C 31	Keramik-Kondensator	22 pF	CCG 68/22
C 32	Keramik-Kondensator	1 pF	CCG 11/1
C 33	Keramik-Kondensator	15 pF	CCG 68/15
C 34	Keramik-Kondensator	5 pF	CCG 68/5
C 35	Keramik-Kondensator	22 pF	CCH 31/22
Gl 1	Netzgleichrichter	250 V/30 mA	GNB 14/250/30
I 1	Drehspulstrommesser	1 mA	IP 0721/1 mA
K 1	Anschlußkabel		LKA 08031/1

Kenn-zeichen	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
L 1	Schwingspule	5 µH	F 610 – 3.2/2
L 2	Schwingspule	50 µH	F 610 – 3.3/2
L 3	Schwingspule	500 µH	F 610 – 3.4/2
L 4	Schwingspule	4,85 mH	F 610 – 3.5
L 5	Schwingspule	49 mH	F 610 – 3.6
L 6	Schwingspule	460 mH	F 610 – 3.7/1
L 7	Schwingspule	4,9 H	F 610 – 3.8/1
R 1	Schichtwiderstand	12,5 kΩ/2 W	WF 12,5 k/2
R 2	Schichtdrehwiderstand	2,5 kΩ lin.	WS 9122 F/2,5 k
R 3	Schichtwiderstand	1,6 kΩ/0,5 W	WF 1,6 k/0,5
R 4	Drahtdrehwiderstand	1 kΩ lin.	WR 4 F/1 k
R 5	Schichtdrehwiderstand	5 kΩ lin.	WS 7126/5 k
R 7	Schichtwiderstand	10 MΩ/0,5 W	WF 10 M/0,5
R 8	Schichtwiderstand	40 MΩ/1 W	WFS 3/40 M/1
R 9	Schichtwiderstand	5 MΩ/0,5 W	WF 5 M/0,5
R 10	Schichtwiderstand	1 MΩ/0,25 W	WF 1 M/0,25
R 11	Schichtwiderstand	1 MΩ/0,25 W	WF 1 M/0,25
R 12	Schichtwiderstand	1 MΩ/0,25 W	WF 1 M/0,25
R 13	Schichtwiderstand	1 MΩ/0,25 W	WF 1 M/0,25
Rl 1	Zwerg-Glimmlampe	220 V	RL 210
Rö 1	Duo-Triode		6 SN 7
Rö 2	Duo-Diode		6 H 6
S 1	Scheibenschalter		SRN 325/32
S 2	Scheibenschalter		F 610 – 36
S 3	Spannungswähler		FD 603
S 4	Kippschalter		SR 122/3
Si 1	Schmelzeinsatz	100 mA	0,1 C DIN 41571
Tr 1	Netztransformator		TN 211/2

INSTRUCTION BOOK

INDUCTANCE METER

0.1 μh to 1 h

Type LARU BN 610

Note: Always quote the Type and Order Number (BN) in addition to the Serial Number (FNr.) of the set when asking for technical information and, in particular, when ordering repair parts.

Edition 610 A/465 d/e

Printed in Western Germany

Table of Contents

1. Specifications 25

2. Uses 26

3. Preparation for Use 26

3.1 Adjusting the Instrument to the Local Supply Voltage and Switching on 26

3.2 Connection of a Coil 26

4. Operating Instructions 27

4.1 Measurement of Inductances of from 0.1 µh to 1 h 27

4.1.1 Measurement Accuracy of the Type LARU and Sources of Error in the Measurement 29

4.1.2 Influence of Self-capacitance 29

4.1.3 Influence of a Ferrite or a Laminated Core 33

4.1.4 Measurement of Inductances Lower than 0.1 µh 34

4.1.5 Measurement of Inductances Higher than 1 h 35

4.1.6 High-accuracy Inductance Comparison Measurement 35

4.2 Coil-C_s Measurement 36

4.3 Measurement of the Resonant Frequency of Parallel Resonant Circuits 37

5. Description 38

6. Valve Replacement 41

7. Table of Replaceable Parts 42

Circuit Diagram of the Type LARU 45

1. Specifications

Inductance range	0.1 µh to 1 h
sub-divided into seven ranges	0.1 to 1/10/100 µh 0.1 to 1/10/100/1000 mh
Accuracy (for Q's higher than 5)	±1% ±0.01 µh
Measurement frequency	2.2 kHz to 4.5 MHz, depending on the inductance value
Permissible Q of the coil under test	2 to 600 (at the respective measurement frequency)
Test terminals	2 knurled terminals (4-mm ID, spacing 30 mm, one terminal earthed)
Distributed-coil-capacitance range (for coils over 50 µh)	0 to over 200 pf
Accuracy	±1.5 pf ±3%
Resonance-frequency range	2.2 kHz to 4.5 MHz, depending on the inductance value
sub-divided into seven ranges	2.2 to 7/22/70/220 kHz 0.22 to 0.7/2.1/4.5 MHz
Frequency calibration accuracy	±0.5%
Power supply	115/125/220/235 v 47 to 63 Hz (10 va)
Valves, etc.	1 valve 6 SN 7 1 valve 6 H 6 1 fuse 0,1 C DIN 41571 (0.1 amp for 220/235 v) 1 miniature glow lamp 220 v
Dimensions	286 x 227 x 226 mm (R&S Standard Cabinet 35)
Weight	7 kg

2. Uses

The Inductance Meter Type LARU provides for direct measurement of inductances in the range from 0.1 μh to 1 h with an accuracy of ±1% ±0.01 μh in each of the seven sub-ranges. The measurement is based on the resonance method. The inductance can be read directly in microhenrys or millihenrys on a linear scale. With the aid of this instrument, it is possible to measure the inductance of small wire loops as easily as that of powdered-iron core coils up to 1 henry. By a simple difference measurement, inductances up to 10 henrys can be indirectly determined.

Moreover, this instrument enables the self- or distributed capacitance C_s of coils and the resonant frequencies of tank circuits to be measured in a simple way. The sharp resonance indication permits inductance comparison measurements with an accuracy of ±0.1%. This feature is of particular importance in laboratories or test departments for making standard coils from other standard coils or for aligning multi-ganged variometers.

3. Preparation for Use

3.1 Adjusting the Instrument to the Local Supply Voltage and Switching on

The instrument is factory-adjusted for operation from an AC supply voltage of 220 v. To adapt it for operation from 115, 125 or 235 v, loosen the screws at the four corners of the front panel, remove the chassis from the cabinet and insert a suitable fuse into the pair of clips marked with the available supply voltage on the fuse panel beside the lower end of the power transformer. A 100-ma fuse (0,1 C DIN 41571) has been provided for 220 and 235 v. For 125 and 115 v use a 250-ma fuse (0,25 C DIN 41571).

Turn the power on by throwing up the small toggle switch located above the power-cord entrance in the lower r.h. corner. The small glow lamp over the switch serves to indicate the presence of supply voltage. The instrument is ready for operation after a warm-up period of about one minute.

3.2 Connection of a Coil

Connect the coil under test to the two test terminals of the instrument in such a manner that the earth terminal of the coil is connected to the r.h. terminal, which is at earth potential. In the case of a shielded coil, it is necessary to distinguish between the inductance value with and without shielding. Without shielding the inductance is higher. Furthermore, a change in the spacing between an unshielded coil and the front panel

of the instrument may alter the inductance considerably. The inductance of small-sized coils, especially of powdered-iron coils having a small stray field, will be affected very little or not at all when their distance to the front panel or a metal table top is varied. On the other hand, large-sized and particularly air-core coils may show considerable decrease in inductance when brought near the front panel.

If it is intended to measure the inductance without shielding, increase the distance between the coil, the front panel and the metal table top, if any, until no further decrease in the inductance reading is observed. Where leads are used, as in the case of a coil mounted in an instrument, first measure the total inductance of the test coil including the leads, then determine the inductance of the leads and subtract it from the first reading. Of course, this is only necessary when the lead inductance is more than 0.5% of the test-coil inductance.

4. Operating Instructions

4.1 Measurement of Inductances of from 0.1 µh to 1 h

The pointed knob beside the test terminals serves to select the type of operation L-MEASUREMENT or COIL-C_s MEASUREMENT and to obtain three different coupling capicitances when measuring inductances. The degree of coupling is indicated by dots of different sizes. The coupling between the oscillator and the test tank circuit is at its minimum with the knob pointing to the smallest dot. For finding resonance, first set the knob to the medium coupling marked SEARCHING. The pointed knob beside the on-off switch serves to control the indication. For finding resonance, first turn this knob

to SEARCHING. If the range switch and cursor are not adjusted for the inductance of the test coil, the pointer will deflect slightly, that is to the centre of the shaded zero region at about 5% of full-scale deflection.

The wing knob of the inductance and frequency range switch has a white and a red colour marking. The white mark refers to the inductance ranges (white characters) and the red one to the frequency ranges (red characters).

Turn the wing knob to the inductance range corresponding to the test coil and move the cursor by means of the knob at the upper right until maximum meter deflection is obtained. Now turn the INDICATION control counterclockwise until the pointer is within the region MEASURING. With the tuning sharpness increased, check once again to see whether you have tuned correctly. Thus the final setting can be obtained by one single operation of the control.

With low-Q coils, the range of indication SEARCHING will not be reached. In this case, turn the coupling switch one step clockwise from the position SEARCHING and then proceed as explained in the foregoing paragraph. In the case of high-Q coils, it is possible that full-scale deflection will be exceeded. If this is the case and if the region MEASURING is not reached with the INDICATION control turned against the left stop, throw the coupling switch from the position SEARCHING one step counterclockwise.

If the inductance to be determined is entirely unknown, start looking for resonance in the first inductance range 0.1 to 1 μh, i.e. at the highest measurement frequency, in order to avoid tuning to a harmonic. If one starts in a higher inductance range, it may happen that, for example, when measuring a coil of 100 μh a slight resonance deflection is obtained at 900 μh and 400 μh. However, in the region MEASURING the difference between the deflection at a harmonic and that at the fundamental frequency is so great that, even in the most adverse cases, incorrect resonance tuning can readily be recognized.

But when measuring the inductance of the windings of an unknown transformer particular attention is invited. If, in case of a transformer with a transformation ratio t of, say, 5, the low-impedance winding is measured first by accident it is possible that the stray inductance and not the circuit inductance is measured since the low-impedance winding has practically been short-circuited by the transformed self-capacitance of the high-impedance winding. For details see section 4.1.2.

4.1.1 Measurement Accuracy of the Type LARU and Sources of Error in the Measurement

As indicated under "1. Specifications", coils with a Q higher than 5 can be measured with an accuracy of $\pm 1\% \pm 0.01$ µh. The specification ± 0.01 µh indicates that below 1 µh an absolute error of ± 0.01 µh is added to the error of $\pm 1\%$. Hence, a coil of, say, 0.5 µh can only be measured with an accuracy of $\pm (0.01/0.5)\ 100 = \pm 2\%$. This specification accuracy holds for coils whose self-capacitances do not exceed the values listed in the following section. If the self-capacitance is higher it is necessary to correct the measured inductance accordingly in order to obtain the actual inductance. This specification accuracy is furthermore applicable for coils whose inductance value is essentially independent of the applied voltage. See section 4.1.3.

4.1.2 Influence of Self-capacitance

As explained in section "5. Description" the coil under test L_x and the test-circuit capacitor C_t (5000 pf) incorporated in the instrument form a parallel resonant circuit, the relationship between inductance, capacitance and resonant frequency being as follows:

$$L_x = \frac{1}{\omega^2 C_t}$$

But since every coil in addition to its inductance has a more or less high self-capacitance C_s (or distributed capacitance) of between approx. 1 pf and several thousands of pf, depending upon the type of coil, and the C_s range of the Type LARU is limited, it is obvious that an appreciable error may occur in the measurement. This measurement error can, however, be corrected if the self-capacitance C_s in shunt with the test-circuit capacitor C_t is known. In order to eliminate this correction for the greater part of the coils the calibration of the Type LARU takes into account a certain value of self-capacitance:

$C_{s'} = 0$ pf in the two ranges of 0.1 to 10 µh;
$C_{s'} = 10$ pf in the four ranges of 10 µh to 100 mh, and
$C_{s'} = 20$ pf in the range of 100 to 1000 mh.

If the actual self-capacitance C_s of the coil differs from the self-capacitances $C_{s'}$ taken into account when calibrating the instrument, the test result will be incorrect. The error

$$E\,[\%] = \frac{C_s - C_{s'}}{5000}\ 100. \qquad [C_s \text{ and } C_{s'} \text{ in terms of pf}]$$

The following example will show that this error is only minor with normal coils and very often it is not even necessary to correct it: The measurement range is 10 µh to

100 mh, $C_{s'} = 10$ pf. The actual self-capacitance of the coil, however, is approx. 20 pf. The resulting error

$$E = \frac{20 - 10}{5000}\ 100 = 0.2\%.$$

In the case of coils with a considerably higher self-capacitance, e.g., transformer windings, the correction to be made is as follows:

$$L_a = L_{meas}\ \frac{5000}{5000 + (C_s - C_{s'})} = L_{meas}\ k,$$

where L_a is the actual inductance, L_{meas} the inductance measured by means of the Type LARU; C_s and $C_{s'}$ are expressed in terms of pf. To simplify the correction take the correction factor for the given self-capacitance C_s from Fig. 1 and multiply by the inductance value measured. If, e.g., an inductance of 200 mh has been measured with a self-capacitance of 100 pf, the actual inductance is

$$L_a = L_{meas}\ k = 200 \times 0.984 = 196.8 \text{ mh}.$$

The self-capacitance of the coil can be determined by means of the Type LARU according to the method described in section 4.2.

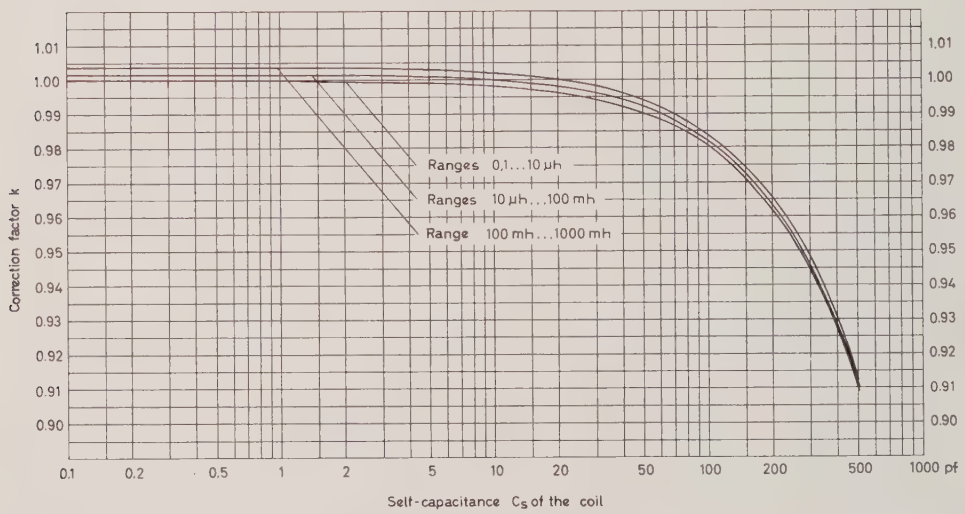


Fig. 1. For the correction of the inductance, measured with the Type LARU, of a coil having a given self-capacitance

Particular care should be employed in the measurement of transformers. Fig. 2 shows the equivalent circuit of a transformer with two windings, the losses being neglected.

Fundamentally, also three or more windings may exist. L_1 and L_2 are the symbols for the actual inductances (circuit inductances) of the primary and secondary windings, C_{s1} and C_{s2} are the capacitances of the windings. δL_1 and δL_2 stand for the stray inductances. The stray inductance δL_1, for instance, is that portion of the inductance of the primary winding whose magnetic flux does not affect the secondary winding and, as a consequence, does not produce a voltage in the latter. The capacitance of a transformer winding may lie between approx. 25 pf and several hundreds of pf. It is essentially dependent upon the geometrical structure of the winding and the wire insulation. In contrast, the number of turns is unimportant.

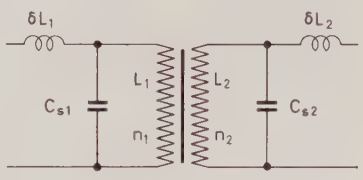


Fig. 2
Equivalent circuit of a transformer.

An impedance Z_2 connected to the secondary winding is transformed by the square of the turns ratio $n_1/n_2 = t$ and appears at the primary side as $Z_1 = Z_2 t^2$. The capacitance of the winding C_{s2} acts like an impedance $Z_2 = 1/\omega C_{s2}$ connected to the secondary winding and appears as $Z_1 = (1/\omega C_{s2})t^2$ at the primary side. Considering the admittances ωC_{s1} and $\omega C_{s2} t^2$, it is obvious that at the primary side the sum of C_{s1} and $C_{s2}t^2$ is effective. If $n_2 < n_1$ and, in particular, if $n_2 \ll n_1$, C_{s2} is negligible when measuring the inductance of the primary winding. Conversely, if $n_2 > n_1$ or if n_2 even $\gg n_1$, e.g., $t = n_2/n_1 > 10$, $C_{s2}t^2$ is essentially the only effective capacitance across the primary winding.

Regardless of the fact that this transformed capacitance makes necessary a correction of the measured inductance value, its impedance may be so low to nearly cause a short circuit to ωL_1 and possibly even lower than the impedance offered by the stray inductance δL_1. When measuring the inductance using a bridge, this difficulty can be overcome by selecting a very low measurement frequency. The frequency can, however, not be selected arbitrarily when using the Type LARU due to the applied measuring principle. In the case of transformers whose structure of winding is known, the inductance measurement should therefore only be made for the winding having the highest number of turns, where it is improbable that the test result is invalidated by the transformed capacitances of the windings. When using the Type LARU this is, of course, only possible if the inductance of this winding does not exceed 1 h. If the transformer is unknown it is advisable to measure the inductance and capacitance of all windings and to critically examine the results. The rule of thumb is that the measured inductance value does not differ from the actual inductance value by more than approx. 10% if the transformation ratio satisfies the following equation:

$$t \leqq \sqrt{\frac{500}{C_{s2}}}$$

Measurement I

Values

$L_1 = 0.9$ h
$L_2 = 3.6$ h
$t = 2$

$t^2 = 4$

$\delta = 0.5\%$
$\delta L_1 = 4.5$ mh
$\delta L_2 = 18$ mh
$C_{s1} = 100$ pf
$C_{s2} = 100$ pf

Measurement of inductance L_1

Effective capacitance:
$C_s = C_{s1} + C_{s2}t^2 = 100 + 100 \times 4 = 500$ pf.
Inductance measured by means of Type LARU:

$$L_{meas} = L_1 \frac{5000+(C_s - C_{s'})}{5000} = 0.9 \times 1.096 = 0.98 \text{ mh}$$

The stray inductances in this case do not enter into the test result.

Measurement of inductance L_2

Effective capacitance:
$C_s = C_{s2} + C_{s1}/t^2 = 100 + 100/4 = 125$ pf.
The inductance value is not measurable, L_2 being greater than 1 h.

Measurement II

Values

$L_1 = 1$ mh
$L^2 = 100$ mh
$t = 10$
$t^2 = 100$
$C_{s1} = 30$ pf
$C_{s2} = 100$ pf

Measurement of iductance L_1

Effective capacitance:
$C_s = 30 + 100 \times 100 = 10030$ pf
Inductance measured by means of Type LARU:
$L_{meas} = 1 \times 15020/5000 = 1 \times 3 = 3$ mh
This can no longer be considered a "measurement". The correction becomes inexact since it requires that the exact value of C_s be known. A more exact test result is obtained when measuring the inductance of L_2.

Measurement of inductance L_2

Effective capacitance:
$C_s = 100 + 30/100 = 100.3$ pf.
Inductance measurement by means of Type LARU:
$L_{meas} = 100 \times 1.016 \approx 102$ mh

Measurement III

Values

$L_1 = 0.5$ h
$L_2 = 200$ h
$t = 20$
$t^2 = 400$
$\delta = 3\%$
$\delta L_1 = 15$ mh
$\delta L_2 = 6$ h
$C_{s1} = 100$ pf
$C_{s2} = 100$ pf

Measurement of inductance L_1

Effective capacitance:
$C_s = 100 + 100 \times 400 = 40100$ pf.
In addition to the fact that according to the rule of thumb t should be less than 2.2, the reactance $1/\omega C_s$ is in this case at the lowest measurement frequency of the Type LARU considerably lower than ωL_1 so that the circuit inductance L_1 cannot be measured. A resonance is obtained at approx. 13.4 mh, but this is the stray inductance $\delta L_1 = 15$ mh less a value which is derived from $1/\omega C_s$. Since $L_2 \gg 1$ h, such a transformer cannot be measured by means of the Type LARU. This example is only to show that test results may be obtained completely wrong if the above-mentioned rule of thumb is not observed.

4.1.3 Influence of a Ferrite or a Laminated Core

When measuring ferrite- or laminated-core coils it must be borne in mind that a voltage of 2 to 20 v is developed across the coils, depending upon its Q and inductance, and, as a result, a higher inductance is measured due to hysteresis than would be obtained with a very low voltage. It can simply be recognized whether the voltage has an influence on the coil, by measuring the inductance with a least two different coupling capacitances, for example, in the switch positions with the small dot and with the medium dot. If different results are obtained, the actual inductance which would be obtained in a measurement at a very low voltage is quickly determined by subtraction of the inductance difference from the smaller inductance value:

$$L_a = L_1 - (L_2 - L_1)$$

where L_a = inductance at very low voltage, L_1 = result obtained by means of Type LARU with loose coupling, and L_2 = result obtained by means of Type LARU with medium coupling. Although this method shows whether the inductance value is voltage-dependent and gives the inductance that would be obtained at a very low voltage (less than 0.1 v) with sufficient accuracy, it does not directly determine the inductance of the coil as a function of the operating voltage. To find the inductance at a given operating voltage, measure the inductance and the voltage across the coil at two or preferably at the three selectable coupling capacitances. Then draw a curve, as shown in Fig. 3, and extrapolate down to the voltage 0 v. Generally the curve will approximately be a straight line. The example shown in Fig. 3 refers to a ferrite-core coil without air gap. The inductance value can then be found for all voltages falling within the curve. The voltage must be measured with a valve voltmeter of low input capacitance and high input impedance. A suitable instrument is the R&S Type URI.

When laminated-core coils are measured, it is above all eddy-current losses that in addition to the hysteresis losses cause an inductance variation. In contrast with hysteresis, the eddy currents cause a frequency-dependent decrease in inductance. Because of the frequency of more than 2.2 kHz required for the measurement, the Type LARU measures a smaller inductance than would be obtained at a much lower frequency of, say, 50 Hz. The influence of the type of metal, air gap, test voltage and test frequency is here more complicated than in the case of the ferrite-core and powdered-iron coils. A simple rule is applicable for the measurement of a laminated-core coil: If the resonance deflection obtained with the maximum degree of coupling and with the knob at SEARCHING goes beyond one third of the scale arc (which corresponds to the

length of the arrow), then the coil can be measured with an accuracy sufficient for practical purposes. The difference by which the result is smaller than actual inductance because of the eddy-current losses is usually not more than 5%. Measurable are, for example: coils with laminated iron IV, thickness 0.35 mm, without air gap, inductance greater than 100 mh, or with air gap 0.5 to 1 mm, inductance greater than 50 mh; coils with nickel-iron, 0.1 mm thickness, without air gap, inductance greater than

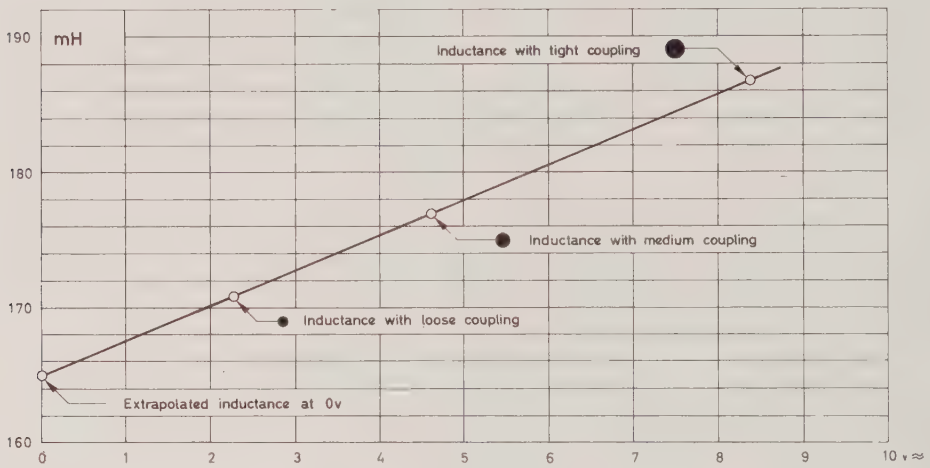


Fig. 3. Example of a curve for the determination of the inductance of a coil with a ferrite or powdered-iron core

20 mh. Not measurable are mu-metal coils without air gap and coils with nickel-iron of 0.35 mm thickness without air gap.

Apart from the eddy-current losses, the hysteresis losses may cause an inductance variation in high-Q laminated-core coils with air gap. In this case refer to what has been said with respect to the ferrite-core and powdered-iron coils.

4.1.4 Measurement of Inductances Lower than 0.1 μh

By means of a coil L_h, e.g. a wire loop, which can still be measured directly at the lower end of the lowest range, 0.1 to 1 μh, it is possible to determine inductances below 0.1 μh by performing a simple difference measurement. For this purpose, first measure the inductance of the auxiliary coil L_h; then connect L_x in series with L_h and measure the inductance value of the series combination, $L_s = L_h + L_x$. Thus,

$$L_x = L_s - L_h.$$

This holds provided the mutual inductance is negligible. As an auxiliary coil you can

use a hair-pin shaped loop 10 cm long made from a copper wire 20 cm in length and 1 mm in diameter which has 4-mm pins soldered to its ends.

This loop has an inductance of about 0.2 μh. Cut it in the middle and insert the test coil in such a manner that its axis is perpendicular to the axis of the loop.

With a decreasing inductance of L_x and increasing inductance of L_h, the measurement accuracy falls off rapidly. For example, a coil $L_x = 0.05$ μh can be measured with an accuracy of only ±5%, if an auxiliary coil of $L_h = 0.2$ μh is used.

4.1.5 Measurement of Inductances Higher than 1 h

By means of a coil L_h which is still directly measurable at the upper end of the highest range, 100 to 1000 mh, it is possible to measure even coils having an inductance of 1 to 10 h. For this purpose, first measure the inductance of the auxiliary coil L_h and then connext L_x in parallel with it. Next measure the inductance L_p of the parallel combination. Thus,

$$L_x = \frac{L_h \quad L_p}{L_h - L_p}.$$

Here care should be taken to ensure that L_h and L_x are entirely decoupled. As the inductance of L_x increases, the measurement accuracy falls off rapidly. For example, a coil of 10 h, in parallel with $L_h = 1$ h, can be measured with an accuracy of only about ±10%.

4.1.6 High-accuracy Inductance Comparison Measurement

The sharp resonance indication in the range of indication MEASURING permits comparison measurements to be made with an accuracy of ±0.1%. Due to the internal test-circuit capacitance, the difference between the self-capacitances of the standard coil L_{st} and the test coil L_x should not be greater than 5 pf. For example, if the standard coil had a self-capacitance of 50 pf and the coil to be tested or to be adjusted had a self-capacitance of 100 pf, the comparison measurement would be possible only with an accuracy of ±1%; that is to say, the accuracy could not be improved by using a standard coil. Nevertheless, comparison measurements can be made in spite of widely differing self-capacitances of L_{st} and L_x with the aid of an additional capacitance which offsets the difference between the two self-capacitances. In the above example, an additional capacitance of 50 pf would have to be connected across the coil L_{st} in order to equalize the self-capacitances.

To adjust the coil L_x to a standard L_{st}, first connect L_{st} and tune the Type LARU exactly for resonance. Then replace L_{st} by L_x and again tune for resonance; thus $L_x = L_{st}$.

4.2 Coil-C_s Measurement

Two measurements and a simple calculation are necessary to find the self-capacitance C_s of a coil. For the first measurement, proceed as in the case of inductance measurements. However, do not read the inductance but the associated frequency f_L indicated on the scale. For the second measurement, throw the selector switch to COIL-C_s MEASUREMENT. Then rotate the tuning control towards higher frequencies until resonance is again obtained, the INDICATION control being adjusted so that tuning is possible in the region MEASURING. Then read the frequency f_{nr} indicated on the scale and calculate the self-capacitance in terms of picofarad from

$$C_s = \left(\frac{f_{nr}}{f_L}\right) 5000 - 25. \qquad \text{(pf)}$$

This formula holds for the C_s values normally occurring. The following formula should be applied for values higher than about 100 pf:

$$C_s = \frac{5000\,(f_L/f_{nr})^2 - 25}{1 - (f_L/f_{nr})^2} \qquad \text{(pf)}$$

The self-capacitance range begins with 0 pf; toward higher values, it is dependent on the Q of the coil to be tested. If the Q is insufficient the Type LARU will no longer indicate the resonance voltage. In general, the approximate Q of the coil is known and with the aid of Fig. 4 it is possible to find out whether or not the self-capacitance of the coil can be measured by means of the Type LARU. There is also a lower limit to the measurement range, dependent upon the inductance of the coil, since the highest test frequency of the Type LARU is 4.5 MHz, i.e., the measurable self-capacitance decreases with increasing inductance. See the curve shown in Fig. 5.

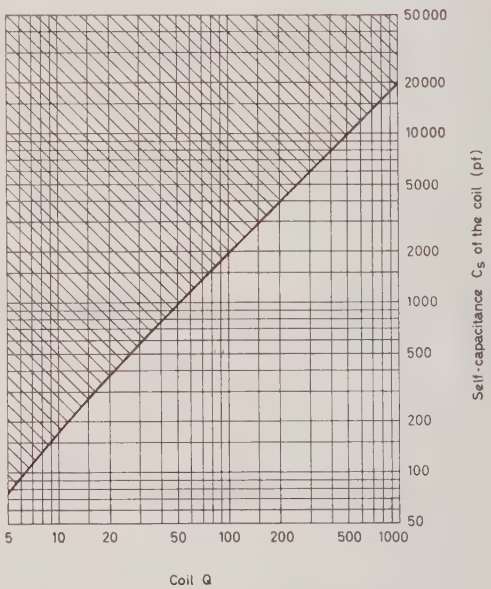


Fig. 4 Upper measurement-range limit for self-capacitances as a function of coil Q

To measure the self-capacitance of transformer windings the same applies as has been said in section 4.1.2. This is to say that also the transformed capacitances of the windings are always to be taken into account, i.e. it is to be considered whether the measurement of one of the given windings seems useful. It would, for instance, be

impractical to measure the self-capacitance of a winding with 100 turns and approx. 100 pf self-capacitance, if the transformer has a second winding with 500 turns and also approx. 100 pf self-capacitance. At this transformation ratio = 5, a self-capacitance of approx. $100 + 100 \times 5^2 = 100 + 2500 = 2600$ pf is present across the low-impedance winding. The self-capacitance of the high-impedance winding, however, is readily measurable since the transformed capacitance is only approx. $100/5^2 = 4$ pf.

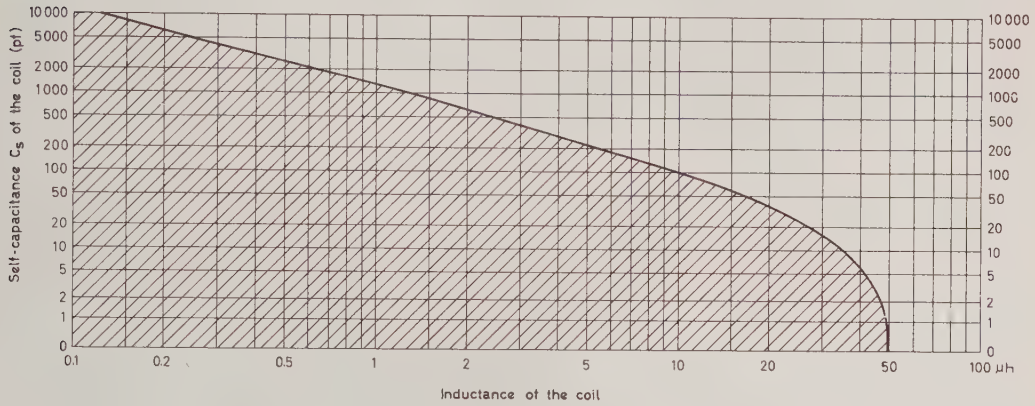


Fig. 5. Lower measurement-range limit for self-capacitances as a function of coil inductance

4.3 Measurement of the Resonant Frequency of Parallel Resonant Circuits

By putting the selector switch to COIL-C_s MEASUREMENT, the resonant frequency of a parallel resonant circuit can be measured, or adjusted to a specified value, if the capacitance C_p or the inductance L of the circuit is variable.

With the resonant frequency of the circuit under test entirely unknown, it is advisable to start looking for the resonance point in the highest frequency range, 2.1 to 4.5 MHz, to avoid tuning to a harmonic. It should be borne in mind when measuring resonant circuits having a small capacitance that the internal test-circuit capacitance $C_i = 25$ pf is across the circuit, thus reducing the resonant frequency.

In some cases, for example in the preliminary adjustment of band-pass filter circuits having a capacitance C_p of about 200 pf, the reduction of the resonant frequency due to C_i is not troublesome since the wiring and valve capacitances in the receiver generally have a value of 15 pf so that the frequency error of the preliminary adjustment is reduced to about 1%.

However, if the resonant frequency of a free resonant circuit is to be determined, first measure the inductance and then calculate the capacitance C_p across the coil from

$$C_p = \frac{1}{(2\pi f)^2 L} - C_i$$

The actual resonant frequency of the free resonant circuit is then obtained from

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L C_p}}$$

Whether the resonant frequency can be measured depends on the coil Q and the resonant circuit capacitance C_p as well as on the highest adjustable frequency (4.5 MHz). The higher the Q the greater the permissible C_p. The respective measurement-range limits are shown in Fig. 4.

5. Description

Fig. 6 shows the simplified circuit diagram of the Inductance Meter Type LARU, consisting essentially of an oscillator, a test circuit, and an indicator section. One section of the duo-triode Rö1 serves as the oscillator valve. The indicator section consists of the duo-triode Rö2 for rectification of the resonance voltage and a section of the duo-triode Rö1 for its amplification.

When measuring the inductance of a coil, the circuit functions as follows: The coil under test, L_x, and the capacitor, C_t, incorporated in the instrument form a test tank

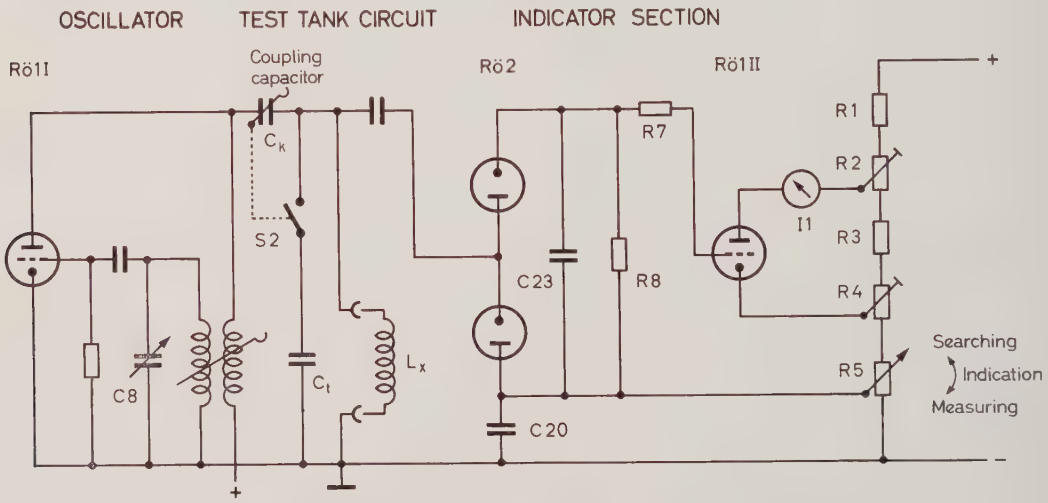


Fig. 6. Simplified circuit diagram of the Inductance Meter Type LARU

circuit which is coupled to the oscillator by way of the three-step coupling capacitor, C_k. The value of C_t including the wiring capacitance is 5000 pf. The switch S2 is

closed when inductances are measured. The frequency of the oscillator is varied until it is equal to the resonant frequency

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_t L_x}}$$

of the test tank circuit; then

$$L_x = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_t}.$$

In order to enable direct reading of the value of L_x after adjustment for resonance, the scale of the variable capacitor C8 in the oscillator circuit has been calibrated in inductance values. For resonance indication, the voltage developed across the test tank circuit is applied to the diode sections of Rö2, and the meter amplifier is controlled by the rectified voltage developed across the load resistor R8. The moving-coil meter I1 indicates the resonance voltage. Since the rectifier applies a positive voltage to the grid of the meter amplifier, the reading increases as the test tank circuit voltage rises. The taps of the resistors R2 and R4 have been arranged so that with no voltage present across the test circuit the meter shows only a small deflection when the INDICATION control is advanced all the way toward SEARCHING. When tuning for resonance, the meter deflection first rises linearly but then increases nearly logarithmically when the positive rectified voltage rises to a point where grid current begins to flow through R7 and R8. On the meter scale the linear range of indication is marked MEASURING and the logarithmic one SEARCHING.

After adjustment for a suitable coupling capacitance C_k, the entire resonance curve is indicated by the meter when the tuning control is rotated through its range, the peak of the curve lying in the logarithmic range section SEARCHING. The bandwidth of the test tank circuit hence appears to be relatively large. If the INDICATION control is backed off toward MEASURING until the rectified voltage is no longer higher than the fundamental grid bias, the resonance peak is in the linear range MEASURING. In this case, only the tip of the resonance curve peak is indicated when the tuning control is rotated through its range. Thus the resonance indication is very sharp, depending upon the Q of the coil under test.

The capacitance values in the three steps of the coupling capacitor are 2 pf, 6 pf and 20 pf. This gives optimum coupling between the oscillator and the test tank circuit at the respective measurement frequency for both very high-Q coils ($Q \leqq 600$) and very low-Q ones ($Q \geqq 2$). The circuit arrangement (see circuit diagram) has been designed so as to prevent detuning of the oscillator and the test tank circuit when the coupling

capacitance is changed. Hence, the measurement accuracy is not affected when the degree of coupling is changed. The three selectable coupling capacitances are marked by three dots of different sizes on the designation plate of the selector switch.

Two measurements and a simple calculation are required to find the self-capacitance of a coil. First (see Fig. 6) tune for resonance, with the switch S2 closed ($C_t = 5000$ pf), as in the case of inductance measurements and then read the frequency f_L from the scale of the variable capacitor in the oscillator. Next open S2, retune for resonance and read the frequency f_{nr}. With the switch S2 opened, the capacitance of the test tank circuit consists only of the internal coupling and circuit capacitance $C_i = 25$ pf and of the self-capacitance C_s of the coil under test.

Thus the resonant frequency f_{nr} is correspondingly higher. The value of the self-capacitance in terms of picofarad is given by
equation reduces to

$$C_s = (f_L/f_{nr})^2 C_t - C_i.$$

After substituting the capacitance values which always remain constant, the above equation reduces to

$$C_s = (f_L/f_{nr})^2 5000 - 25. \qquad \text{(pf)}$$

This equation is engraved on the designation plate of the selector switch for coil self-capacitance measurements. f_L and f_{nr} must always be expressed in the same units, for example in kHz. In this type of measurement always use the same coupling capacitance. In order to bring the pointer into the region MEASURING, use is made of the INDICATION control. The measurement range for C_s begins with 0 pf. Due to the very small coupling capacitance (about 1 pf) between the oscillator and the test tank circuit and due to the lower limit (about 2 v) of the voltage indication range, the upper limit of the self-capacitance range is dependent upon the Q of the coil under test. The maximum self-capacitance that can be measured increases with the Q of the coil (see Fig. 4). Because of the maximum adjustable frequency (4.5 MHz), there is a lower limit to the inductance of a coil whose C_s can be measured. For $C_s = 0$ pf, the minimum inductance is 50 µh and for $C_s = 25$ pf it is 25 µh.

The resonant frequency of an L-C circuit is measured with switch S2 open, that is in the COIL-C_s MEASUREMENT position. Here it should be taken into account that the internal coupling and circuit capacitance $C_i = 25$ pf is across the external circuit. This causes the reading to be somewhat lower than the actual resonance frequency of the L-C circuit, depending upon the value of its shunt capacitance. The maximum

shunt capacitance which the L-C circuit is allowed to have with a given coil Q is the same as that specified for the measurement of self-capacitance (see also section 4.2.).

The oscillator (see circuit diagram) has a separate tank circuit for each of the seven inductance ranges. To keep the harmonic distortion of the RF voltage as small as possible, the oscillator grid-RC combination which results in the voltage limitation most suitable for the respective range is selected with switch S1IIR. The seven-section linear scale of the variable capacitor in the oscillator is geared to the range switch. The scale window opening in the front panel has been made just large enough for the scale of the selected range to be visible. This eliminates range confusion. No-parallax reading is ensured by the double hairline in the transparent cursor.

The power supply has been designed for operation from 115, 125, 220 and 235 v. The selenium rectifier Gl1 is used to provide the anode supply voltage.

6. Valve Replacement

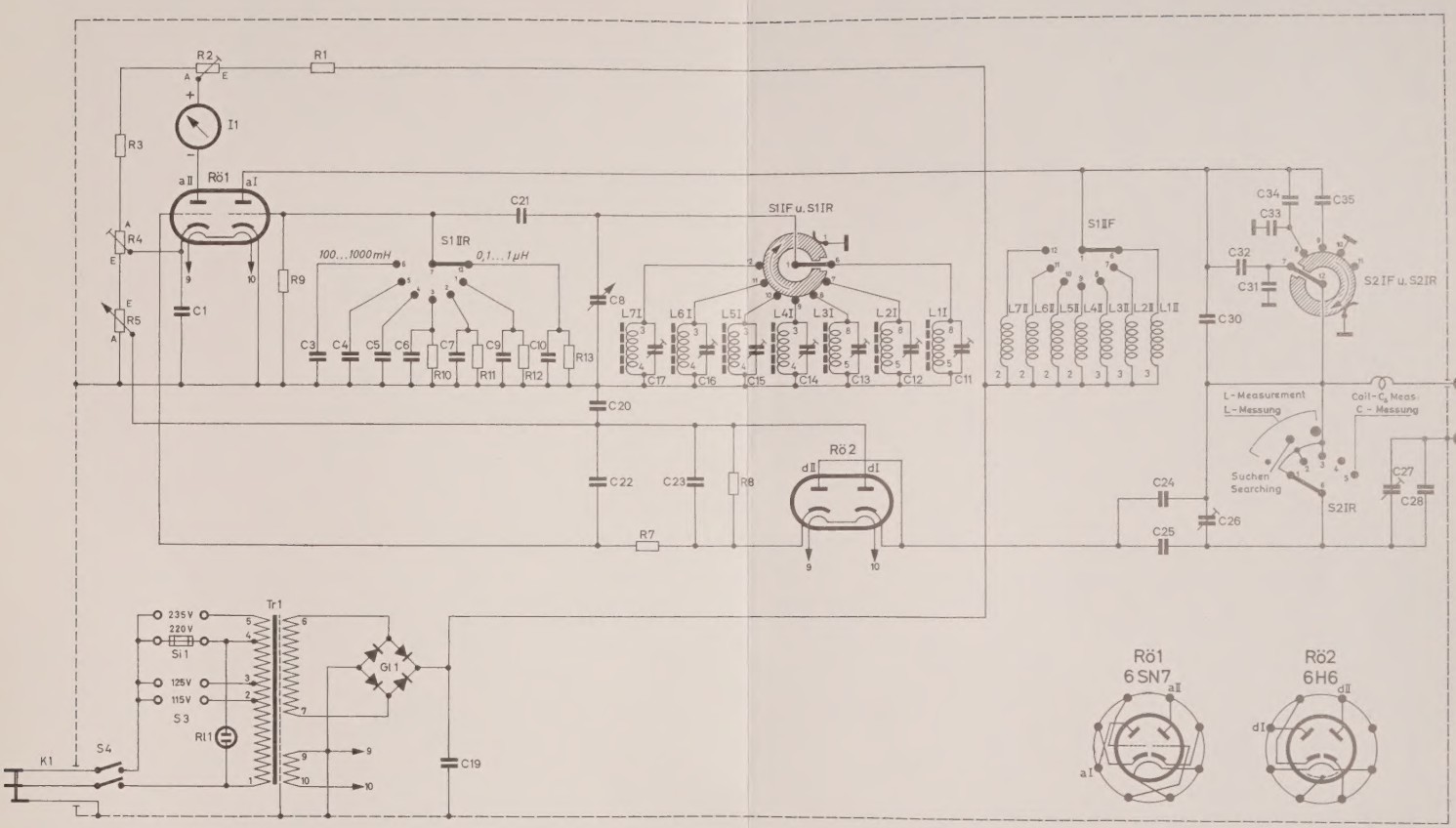
Replacement of the duo-diode **Rö2** (6 H 6) does not affect the performance or accuracy of the instrument. Replacement of the duo-triode **Rö1** (6 SN 7) has no effect on the accuracy of the inductance and frequency calibration but it may become necessary to realign the meter amplifier which is factory-adjusted by means of the resistors R2 and R4. To make this alignment, turn the INDICATION control against the right-hand stop to SEARCHING, apply a floating DC voltage of 25 v to the resistor R8 with the positive wire connected to R7. By means of R2 bring the pointer of the meter to the arrowhead. i. e. to full-scale deflection. Next remove the DC voltage and, by means of R4, bring the pointer of the meter to the centre of the shaded region at the beginning of the range, i. e. to about 5% of full-scale deflection. As these two adjustments influence each other, repeat the entire alignment procedure several times. It is recommended that this adjustment be made at the nominal supply voltage (220 v).

The two variable resistors R2 and R4 are located side by side in the vicinity of the fuse panel and adjustable from below with a screw-driver. R4 is the variable resistor nearer to the fuse panel.

7. Table of Replaceable Parts

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
C 1	Capacitor, synth. foil	10,000 pf/250 v	CKS 10 000/250
C 3	Capacitor, synth. foil	1000 pf/500 v	CKS 1000/500
C 4	Capacitor, synth. foil	1000 pf/500 v	CKS 1000/500
C 5	Capacitor, synth. foil	750 pf/500 v	CKS 750/500
C 6	Capacitor, synth. foil	500 pf/500 v	CKS 500/500
C 7	Capacitor, synth. foil	250 pf/1000 v	CKS 250/1000
C 8	Capacitor, variable	Δ C = 1030 pf	CD 8527
C 9	Capacitor, ceramic	150 pf	CCH 68/150
C 10	Capacitor, ceramic	factory-adjusted	CCG 68/.. or CCH 68/..
C 11	Trimmer, disc	4 to 20 pf	CV 924
C 12	Trimmer, disc	4 to 20 pf	CV 924
C 13	Trimmer, disc	4 to 20 pf	CV 924
C 14	Trimmer, disc	4 to 20 pf	CV 924
C 15	Trimmer, disc	4 to 20 pf	CV 924
C 16	Trimmer, disc Capacitor, ceramic	4 to 20 pf 22 pf	CV 924 CCH 31/22 parallel
C 17	Trimmer, disc Capacitor, ceramic	4 to 20 pf 100 pf	CV 924 CCH 31/100 parallel
C 19	Capacitor, MP	4 µf/160 v	CMR 4/160
C 20	Capacitor, synth. foil	10,000 pf/250 v	CKS 10 000/250
C 21	Capacitor, ceramic	22 pf	CCH 31/22
C 22	Capacitor, synth. foil	500 pf/500 v	CKS 500/500
C 23	Capacitor, synth. foil	500 pf/500 v	CKS 500/500
C 24	Capacitor, ceramic	6 pf	CCG 68/6
C 25	Capacitor, ceramic	47 pf	CCH 68/47
C 26	Trimmer, tubular, ceramic	5 pf	CV 7205
C 27	Trimmer, disc	10 to 60 pf	CV 944
C 28	Capacitor, mica Capacitor, ceramic	4875 pf/250 v 20 to 40 pf parallel	CGJ 4875/1/250 A 4 CCG 68/.. or CCH 68/..
C 30	Capacitor, ceramic	1 pf	CCG 11/1
C 31	Capacitor, ceramic	22 pf	CCG 68/22
C 32	Capacitor, ceramic	1 pf	CCG 11/1
C 33	Capacitor, ceramic	15 pf	CCG 68/15
C 34	Capacitor, ceramic	5 pf	CCG 68/5
C 35	Capacitor, ceramic	22 pf	CCH 31/22
Gl 1	Rectifier, power	250 v/30 ma	GNB 14/250/30
I 1	Ammeter, moving coil	1 ma	IP 0721/1 mA
K 1	Cable, connecting		LKA 08031/1

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
L 1	Coil	5 µh	F 610 – 3.2/2
L 2	Coil	50 µh	F 610 – 3.3/2
L 3	Coil	500 µh	F 610 – 3.4/2
L 4	Coil	4.85 mh	F 610 – 3.5
L 5	Coil	49 mh	F 610 – 3.6
L 6	Coil	460 mh	F 610 – 3.7/1
L 7	Coil	4.9 h	F 610 – 3.8/1
R 1	Resistor, depos. carbon	12.5 kΩ/2 w	WF 12,5 k/2
R 2	Resistor, depos. carbon, variable	2.5 kΩ lin.	WS 9122 F/2,5 k
R 3	Resistor, depos. carbon	1.6 kΩ/0.5 w	WF 1,6 k/0,5
R 4	Resistor, wire-wound, variable	1 kΩ lin.	WR 4 F/1 k
R 5	Resistor, depos. carbon, variable	5 kΩ lin.	WS 7126/5 k
R 7	Resistor, depos. carbon	10 MΩ/0.5 w	WF 10 M/0,5
R 8	Resistor, depos. carbon	40 MΩ/1 w	WFS 3/40 M/1
R 9	Resistor, depos. carbon	5 MΩ/0.5 w	WF 5 M/0,5
R 10	Resistor, depos. carbon	1 MΩ/0.25 w	WF 1 M/0,25
R 11	Resistor, depos. carbon	1 MΩ/0.25 w	WF 1 M/0,25
R 12	Resistor, depos. carbon	1 MΩ/0.25 w	WF 1 M/0,25
R 13	Resistor, depos. carbon	1 MΩ/0.25 w	WF 1 M/0,25
Rl 1	Lamp, glow, miniature	220 v	RL 210
Rö 1	Duo-triode		6 SN 7
Rö 2	Duo-diode		6 H 6
S 1	Switch, wafer		SRN 325/32
S 2	Switch, wafer		F 610 – 36
S 3	Fuse panel		FD 603
S 4	Switch, toggle		SR 122/3
Si 1	Fuse	100 ma	0,1 C DIN 41571
Tr 1	Transformer, power		TN 211/2



Stromlauf
Circuit Diagram

www.manualsplus.com
1027207